

VŠB - Technická univerzita Ostrava

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra telekomunikační techniky

Návrh SSB modulátoru a demodulátoru

SSB modulator and demodulator design

Prehlásenie

Prehlasujem, že som diplomovú prácu vypracoval samostatne. Uviedol som všetky literárne pramene a publikácie, z ktorých som čerpal.

V Ostrave, dňa 6.5.2011

.....

Podakovanie

Chcel by som sa týmto poďakovať všetkým, ktorí mi akýmkoľvek spôsobom pomáhali pri tvorbe diplomového projektu a pri vzniku tejto práce. Zvlášť ďakujem vedúcemu mojej diplomovej práce Dr. Ing. Liborovi Gajdošíkovi za odbornú pomoc pri návrhu aplikácie. Ďalej ďakujem rodičom za morálnu podporu pri štúdiu.

Abstrakt

Táto diplomová práca sa zaoberá amplitúdovou moduláciou s jedným postranným pásmom a to moduláciou SSB. Je v nej uvedený matematický popis všetkých metód tejto modulácie, ich rozdiely, ako principiálne jednotlivé metódy vznikajú a zároveň sú tu uvedené jednotlivé obvodové riešenia, ich výhody a nevýhody.

Praktická časť je zameraná na moduláciu a demoduláciu SSB. Spočíva v návrhu a realizácii zostavy SSB modulátor – demodulátor s vlastným oscilátorom. Zostava je navrhnutá pre využitie v laboratórnej výučbe.

Kľúčové slová

Amplitúdová modulácia, amplitúdová demodulácia, amplitúdový modulátor, amplitúdový demodulátor, SSB modulácia, SSB demodulácia, SSB modulátor, SSB demodulátor, nosný signál, modulačný signál, modulovaný signál, demodulovaný signál, postranné pásmo, frekvenčné spektrum

Abstract

This thesis deals with the amplitude modulation with single sideband, SSB modulation. It indicates a mathematical description of all methods of modulation, their differences, as fundamentally different methods appear and also are provided for each circuit solutions, their advantages and disadvantages. The practical part is focused to SSB modulation and demodulation. Lies in the design and implementation of SSB modulator – demodulator kit with its own oscillator. The kit is designed for use in the laboratory and for education.

Key words

Amplitude modulation, amplitude demodulation, amplitude modulator, amplitude demodulator, SSB modulation, SSB demodulation, SSB modulator, SSB demodulator, carrier, modulating signal, modulated signal, side band, frequency spectrum

Zoznam použitých skratiek a symbolov

| <u>Skratka</u> | <u>Význam skratky</u> | <u>Jednotka</u> |
|----------------|---|-----------------|
| AM | základná amplitúdová modulácia | |
| a_1, a_2 | konštanty | |
| B_{AM} | šírka spektra signálu AM | [Hz] |
| B_{DSB} | šírka spektra signálu DSB | [Hz] |
| B_{SSB} | šírka spektra signálu SSB | [Hz] |
| DSB | amplitúdová modulácia s potlačenou nosnou | [Hz] |
| DP | dolná priepusť | |
| FM | základná kmitočtová modulácia | [Hz] |
| $F_{AM}(f)$ | frekvenčné spektrum signálu AM | [Hz] |
| $F_{DSB}(f)$ | frekvenčné spektrum signálu DSB | [Hz] |
| f_c | frekvencia nosného signálu | [Hz] |
| f_{LC} | rezonančná frekvencia LC obvodu | [Hz] |
| f_m | frekvencia modulačného signálu | [Hz] |
| $f_{m \max}$ | najvyššia frekvencia modulačného signálu | [Hz] |
| $f_{m \min}$ | najnižšia frekvencia modulačného signálu | [Hz] |
| f_0 | pomocná nosná frekvencia | [Hz] |
| Δf | frekvenčná odchýlka | [Hz] |
| k_{AM} | amplitúdová citlivosť modulátoru AM | |
| $m(t)$ | modulačný signál | [V] |
| m_a | činiteľ (index) amplitúdovej modulácie | [%] |
| PM | základná fázová modulácia | |
| SSB | amplitúdová modulácia s potlačenou nosnou frekvenciou a s potlačeným jedným postranným pásmom | |
| SC | úplne potlačená nosná | potlačeným |
| T | perióda | [s] |
| t | čas | [s] |
| U_{BB} | predpätie bázy | [V] |
| U_c | amplitúda nosného signálu | [V] |
| U_m | amplitúda modulačného signálu | [V] |
| U_{\max} | maximálna amplitúda modulovaného signálu | [V] |

| | | |
|------------------------|--|----------------------|
| U_{\min} | minimálna amplitúda modulovaného signálu | [V] |
| $u_{AM}(t)$ | modulovaný signálu AM | [V] |
| $u_C(t)$ | nosný signálu | [V] |
| $u_D(t)$ | demodulovaný signálu | [V] |
| $u_{DSB}(t)$ | modulovaný signálu DSB | [V] |
| $u_{SSB}(t)$ | modulovaný signálu SSB | [V] |
| $u_{01}(t), u_{02}(t)$ | pomocné modulované napätie | [V] |
| α | špičkový činiteľ | |
| ϕ_m | fáza | [°] |
| $\Phi(t), \varphi$ | fázová odchýlka | [°] |
| τ | časová konštanta | [s] |
| ω_c | uhlová rýchlosť nosného signálu | [rad ⁻¹] |
| ω_m | uhlová rýchlosť nosného signálu | [rad ⁻¹] |
| C/N | nosná/šum | [dB] |
| S/N | signál/šum | [dB] |
| T | tranzistor | |
| L | indukčnosť | [H] |
| C | kapacita | [F] |
| R | odpor | [Ω] |

OBSAH

| | | |
|------------|---|-----------|
| 1 | ÚVOD..... | 9 |
| 2 | ANALÓGOVÉ MODULÁCIE | 11 |
| 2.1 | Základné princípy analógových modulácií..... | 11 |
| 3 | AMPLITÚDOVÁ MODULÁCIA AM..... | 13 |
| 3.1 | Podstata amplitúdovej modulácie AM | 13 |
| 3.2 | Modulátory AM | 16 |
| 3.3 | Modulátory AM realizované digitálnou technikou | 20 |
| 3.4 | Demodulátory AM | 20 |
| 4 | MODULÁCIA DSB | 24 |
| 5 | MODULÁCIA SSB | 29 |
| 5.1 | Zlúčiteľná modulácia SSB (CSB)..... | 35 |
| 6 | REALIZÁCIA ZOSTAVY SSB MODULÁTOR – DEMODULÁTOR..... | 36 |
| 6.1 | Blokové schéma | 36 |
| 6.2 | Popis blokov | 37 |
| 6.2.1 | Oscilátor | 37 |
| 6.2.2 | Oddeľovací stupeň | 37 |
| 6.2.3 | Fázový posuv 90° | 38 |
| 6.2.4 | Dolná priepusť DP_1 , DP_2 | 38 |
| 6.2.5 | Modulátor – demodulátor | 39 |
| 6.3 | Priebehy namerané osciloskopom | 40 |
| 7 | ZÁVER..... | 46 |

1 Úvod

Modulácia je nelineárny proces, ktorým sa mení charakter vhodného nosného signálu pomocou modulujúceho signálu. Modulácia sa veľmi často používa pri prenose alebo zázname elektrických alebo optických signálov. Najbežnejšími príkladmi zariadení spotrebnej elektroniky využívajúcich moduláciu sú napríklad rozhlasový a televízny prijímač, mobilný telefón, rôzne druhy modemov, satelitné prijímače atď.

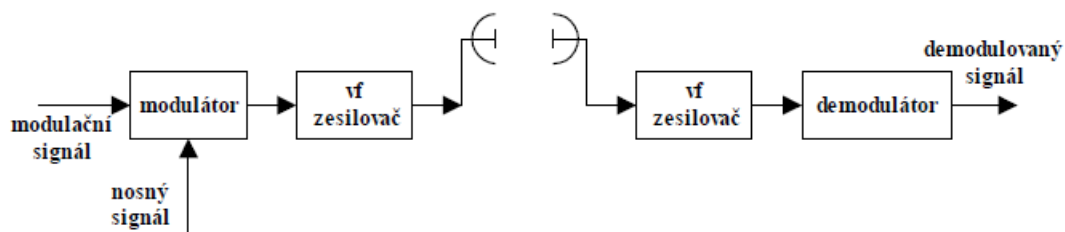
Zariadenie, ktoré prevádza moduláciu, sa nazýva modulátor. Musí vždy obsahovať nejaký nelineárny prvok, inak nemôže dôjsť k modulácii. Platí to ale aj naopak. Hneď ako sa hocikaké dva signály stretnú na nejakom nelineárnom prvku alebo v nelineárne sa chovajúcom prostredí, dôjde k ich vzájomnej modulácii, tzv. intermodulácia. Opakom modulácie je demodulácia, ktorú prevádza demodulátor. Modulácia má význam hneď z dvoch dôvodov. Prvý je ten, že signál získavaný zo zdroja signálu je spravidla v základnom pásme, napr. telefónny signál 300Hz – 3kHz, akostný rozhlasový signál 50Hz – 15kHz, apod. Ako príklad rádiokomunikačného kanálu je možné uviesť napr. voľný priestor, ktorým sa šíri elektromagnetická vlna alebo optický vlnovod. Širokopásmový charakter uvedených kanálov umožňuje preniesť vyšší počet rôznych signálov základného pásma v jednom komunikačnom kanále, avšak za podmienky, že tieto signály budú moduláciou preložené vo vysielacom zariadení zo základného pásma do oblasti vyšších frekvencií. Na prijímacej strane dôjde k demodulácii teda k preloženiu vysokofrekvenčného pásma späť do základného. Druhý hlavný dôvod je, že pri prenose vysokofrekvenčného signálu sa zlepši energetická bilancia signálu. Potrebné vysielacie a prijímacie antény s veľkou energetickou účinnosťou je možné dosiahnuť iba pri vyšších frekvenciách. Rádiový komunikačný systém je zakreslený na Obr. 1.1. Proces modulácie sa realizuje v modulátore na vysielacej strane. Základné pojmy pri modulácii sú tieto:

- modulačný signál – signál, ktorý chceme modulovať na nosný signál
- nosný signál – signál, ktorý modulujeme modulačným signálom
- modulovaný signál – výsledný signál pri procese modulácie
- modulačné produkty – zložky modulovaného signálu (spravidla s pohľadom jeho frekvenčnej analýzy)
- jednoduché modulácie – modulácie spracovávajúce jeden modulačný signál
- zložené modulácie – modulácie spracovávajúce niekoľko modulačných signálov naraz

Podstata modulácie je v tom, že modulačným signálom je ovplyvňovaný jeden z parametrov nosného signálu. Ak je ovplyvňovaná amplitúda, vzniká amplitúdová modulácia AM (Amplitude

Modulation), pri ovplyvňovaní frekvencie vzniká frekvenčná modulácia FM (Frequency Modulation) a pri ovplyvňovaní fáze nosného signálu vzniká fázová modulácia PM (Phase Modulation)

Modulovaný signál je ďalej privedený do vysokofrekvenčného zosilňovača, ktorý je zapojený za modulátorom, kde je signál zosilnený a anténou vyslaný do voľného prostredia.



Obr. 1.1 Rádiový komunikačný systém

Na prijímačej strane rádiového komunikačného systému je modulovaný signál zachytený prijímacou anténou, zosilnený a privedený do demodulátoru, kde je spätne demodulovaný. Demodulovaný signál je prevedený späť do základného frekvenčného pásma a svojím priebehom, až na určité skreslenie a prídavný šum, odpovedá pôvodnému modulačnému signálu. [4]

2 Analógové modulácie

Vývojovo najstaršie systémy pre pozemskú rádiokomunikáciu používali pre prenos analógovú amplitúdovú moduláciu AM, ku ktorej sa neskôr pripojila analógová kmitočtová modulácia FM a fázová modulácia PM. Modulácia AM a jej varianty sa v súčasnej dobe uplatňujú viacmenej len u jednoduchších systémov, ako je napríklad rozhlas AM, občianske rádiostanice a pod. Naproti tomu modulácia FM stále ešte nachádza využitie aj v náročných aplikáciách, ako je stereofónny rozhlas FM, verejné analógové celulárne rádiotelefonné systémy (NMT, TACS, ...), systémy družicovej televízie a pod. Analógovým moduláciám je ďalej venovaná len omedzená pozornosť, pretože vo väčšine oblastí rádiovej komunikácie sú rýchlo nahradzované moduláciami digitálnymi.

2.1 Základné princípy analógových modulácií

U analógových modulácií sa obecným modulačným signálom $m(t)$ moduluje vhodný parameter spojitaj, harmonickej (napr. kosínusovej) vysokofrekvenčnej nosnej vlny. Modulačný signál môže mať charakter napätia alebo prúdu, v ďalšom však väčšinou predpokladáme, že je to signál napäťový. Modulované napätie je potom možné vyjadriť vzťahom (2.1).

$$u_{\text{mod}}(t) = u_i(t) \cos[\Phi_1(t)] \quad (2.1)$$

kde $u_i(t)$ je okamžitá amplitúda napätia modulovanej nosnej vlny; $\Phi_1(t)$ okamžitá fáza modulovanej nosnej vlny. Ak sa mení amplitúda napätia $u_c(t)$ modulovanej nosnej vlny lineárne s modulačným napätím $m(t)$, pričom okamžitá fáza $\Phi_1(t)$ zostáva konštantná, získa sa amplitúdová modulácia, ktorá patrí do kategórie lineárnych modulácií. U lineárnych modulácií sú v kmitočtovom spektre modulovaného signálu obsiahnuté len zložky, ktoré odpovedajú jednotlivým harmonickým zložkám modulačného signálu. Ak sa u modulovanej nosnej vlny mení podľa určitého zákona okamžitá fáza $\Phi_1(t)$ s modulačným napätím $m(t)$, pričom amplitúda zostáva konštantná, vytvárajú sa uhlové (exponenciálne) modulácie, patriace do kategórie nelineárnych modulácií. V ich kmitočtovom spektre sú nielen zložky odpovedajúce jednotlivým harmonickým modulačným signálom, ale aj ich vzájomné intermodulačné produkty. Z nich je najčastejšie využívaná kmitočtová modulácia FM, u ktorej je okamžitá odchýlka kmitočtu (tj. derivácia fázy podľa času) modulovanej nosnej vlny, oproti kmitočtu nemodulovanej nosnej vlny, úmerná modulačnému signálu. K exponenciálnym moduláciám patrí ďalej fázová modulácia PM, u ktorej je okamžitá odchýlka fázy, od fázy nemodulovanej nosnej

vlny, úmerná modulačnému signálu. Modulácie FM a PM majú konštantnú obálku modulovanej nosnej vlny. To je v praxi výhodné, pretože signály s konštantnou obálkou môžu byť zosilňované výkonovými zosilňovačmi nastavenými do nelineárnej pracovnej triedy C (D,E,...), vyznačujú sa veľkou energetickou účinnosťou, okolo 50 až 80 %. [1], [3], [4]

3 Amplitúdová modulácia AM

3.1 Podstata amplitúdovej modulácie AM

Základným typom amplitúdovej modulácie je amplitúdová modulácia s oboma postrannými pásmami a nepotlačenou nosnou vlnou, značená symbolom AM (Amplitude Modulation). Jej podstatu ukazuje *Obr. 3.1*. Na obrázku je znázornený časový priebeh modulačného signálu $m(t)$, o ktorom najskôr pre jednoduchosť predpokladajme, že je kosínusový (harmonický) a má amplitúdu U_m a kmitočet f_m . Na *Obr. 3.2* je znázornená kosínusová nosná vlna $u_c(t)$ o amplitúde U_c a kmitočte f_c . Tieto priebehy je možné vyjadriť reláciami

$$m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t); \quad u_c(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) \quad (3.1 \text{ a,b})$$

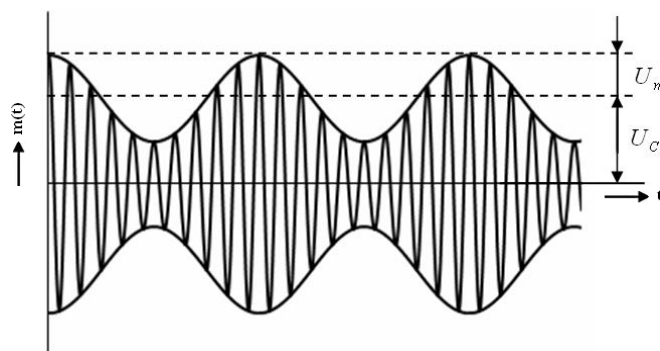
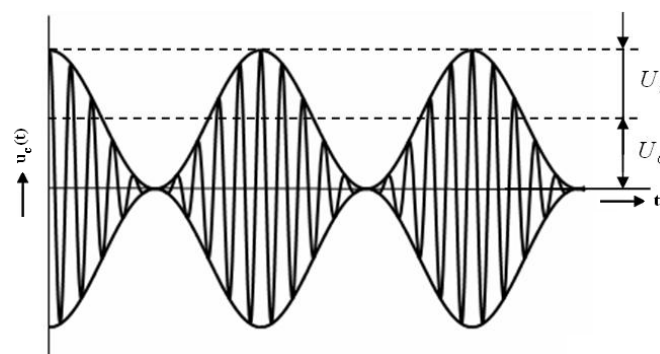
Amplitúdová modulácia AM je definovaná ako modulácia, pri ktorej sa amplitúda nosnej vlny mení okolo svojej strednej hodnoty U_c lineárne s modulačným signálom $m(t)$. Časový priebeh príslušného modelovaného napätia $u_{AM}(t)$, znázorneného na *Obr. 3.3* je teda daný reláciou

$$u_{AM}(t) = [U_c + U_m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) = U_c [1 + m_a \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (3.2)$$

kde veličina $m_a = U_m/U_c$ je činiteľ (index) amplitúdovej modulácie. Tento činiteľ sa často vyjadruje v percentách, pričom $m_a \% = m_a \cdot 100 \%$ sa potom označuje názvom hĺbka modulácie alebo tiež percento modulácie. Ak nemá pri modulácii vzniknúť skreslenie, musí činiteľ modulácie spĺňať podmienku $0 \leq m_a \leq 1$, v opačnom prípade dochádza k nežiadúcemu premodulovaniu. Okrem toho musí byť kmitočet nosnej vlny f_c omnoho vyšší ako najvyšší modulačný kmitočet $f_{m \max}$, teda musí platiť nerovnosť $f_c \gg f_{m \max}$. Potom obálka modulovaného signálu verne sleduje modulačný priebeh a proces amplitúdovej modulácie prebieha bez skreslenia.

Kmitočtové spektrum modulovaného signálu, určené vzťahom (3.2), sa pri modulácii jediným harmonickým signálom určí prevedením naznačeného násobenia; po úprave

$$u_{AM}(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) + \frac{m_a U_c}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_m) t + \cos 2\pi (f_c + f_m) t] \quad (3.3)$$

Obr. 3.1 Časový priebeh modulačného signálu $m(t)$ Obr. 3.2 Kosínusová nosná vlna $u_c(t)$ o amplitúde U_c

Toto spektrum sa zrejme skladá zo samotnej nosnej vlny o amplitúde U_c a z dvoch postranných modulačných zložiek o amplitúdach $U_m/2 = m_a U_c/2$, ležiacich symetricky po oboch stranách nosnej vlny, vo vzdialenostiach $+f_m$ a $-f_m$ od nej. Pri maximálnom prípustnom činiteli modulácie $m_a = 1$ zaberá nosná vlna, ktorá nenesie informáciu, práve 2/3 celkového výkonu modulovaného signálu a obe postranné zložky, nesúce informáciu, celkom len 1/3 tohto výkonu. Pri obvyklých, menších hĺbkach modulácie ($m_a \ll 1$) sa táto nevýhodná energetická bilancia modulácie AM ešte zhoršuje, čo je ale ich veľkou slabinou. Situáciu je možné zlepšiť použitím niektorej z odvodených amplitúdových modulácií. Ak má modulačný signál obecný nesínusový priebeh $m(t)$, je časový priebeh modulovaného napätia AM daný reláciou

$$u_{AM}(t) = U_c [1 + k_{AM} m(t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (3.4)$$

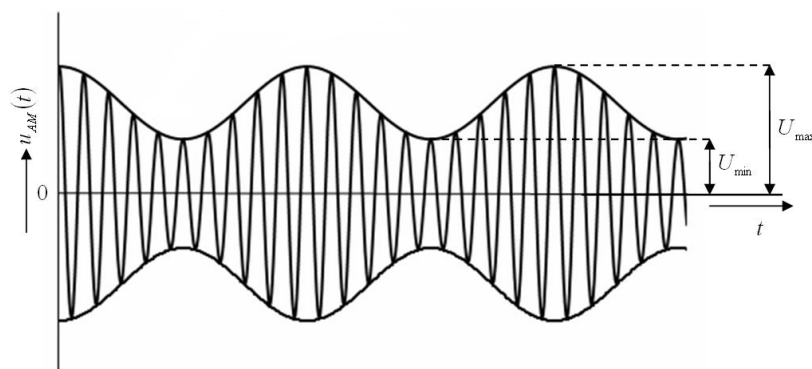
pričom k_{AM} je konštanta, označovaná ako amplitúdová citlivosť modulátoru AM.

Absolútna maximálna hodnota výrazu $k_{AM} m(t)$, násobená číslom 100, sa v tomto prípade obecného modulačného signálu opäť označuje ako percento modulácie. Ak nemá dochádzať k premodulovaniu, musí byť potom splnená relácia $|k_{AM} m(t)| < 1$.

Činiteľ amplitúdovej modulácie m_a je možné v praxi určiť z maximálnej amplitúdy U_{max} a minimálnej amplitúdy U_{min} modulovaného signálu a to pomocou

vzťahu $m_a = (U_{\max} - U_{\min}) / (U_{\max} + U_{\min})$. Kmitočtové spektrum $F_{AM}(f)$ signálu AM pri obecnom modulačnom priebehu $m(t)$ je dané Fourierovou transformáciou časového priebehu modulovaného signálu. Ak sa uvažuje ako obojstranne, je vyjadrené vzťahom

$$F_{AM}(f) = \frac{U_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{m_a U_c}{2} [M(f - f_c) - M(f + f_c)] \quad (3.5)$$



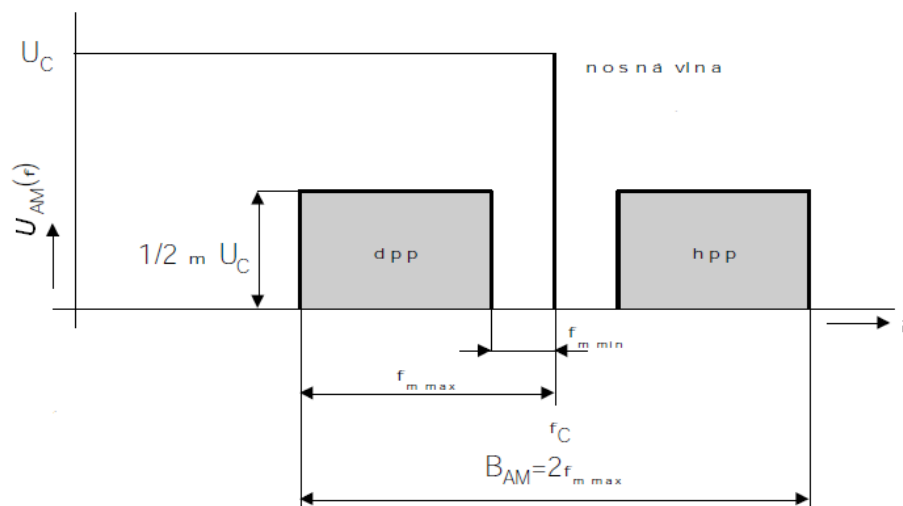
Obr. 3.3 Odpovedajúci modulovaný AM signál $U_{AM}(t)$

Toto spektrum sa zrejme skladá z dvoch funkcií delta, situovaných na kmitočty $\pm f_c$ a vážených činiteľom $U_c/2$, ktoré predstavujú nosnú vlnu. Ďalej obsahuje dve verzie spektra modulačného signálu $M(f)$ transformované na kmitočty $\pm f_c$ a vážené činiteľom $(m_a U_c)/2$, ktoré reprezentujú dolné a horné modulačné pásma.

Amplitúdové spektrum $|F_{AM}(f)|$ je symetrické oproti nosnej vlne. Ak sa nachádza spektrum modulačného signálu $m(t)$ v pásme f_{\min} až f_{\max} má spektrum vysokofrekvenčného modulovaného signálu podobu podľa Obr.3.4. V tomto obrázku sa predpokladá, že všetky kmitočtové zložky modulačného signálu majú rovnakú úroveň a preto aj všetky spektrálne zložky oboch postranných pásiem majú rovnakú amplitúdu. Obecne môže byť amplitúdové spektrum modulačného signálu nerovnomerné, čo sa potom prejaví aj odpovedajúcou nerovnomernosťou spektra oboch postranných pásiem. Pri uvažovanom najvyššom modulačnom kmitočte f_{\max} je potrebná šírka pásma vysokofrekvenčného kanálu, určeného pre prenos signálu AM, daná reláciou $B_{AM} = 2f_{\max}$.

Signál s amplitúdovou moduláciou AM je možné znázorniť tiež pomocou fázorov (rotačných vektorov). Na fázore nosnej, rotujúci uhlovou rýchlosťou $\omega_c = 2\pi f_c$, sú pri harmonickom modulačnom signály superponované dva fázory postranných kmitočtových zložiek, rotujúce proti sebe uhlovou rýchlosťou $\pm \omega_m$.

Premietnutím výslednice týchto troch fázorov do zvislej osy sa potom v časovom rozvinutí získa priebeh modulovaného signálu AM.

Obr. 3.4 Kmitočtové spektrum $F_{AM}(t)$

3.2 Modulátory AM

Najjednoduchším typom modulátoru pre amplitúdovú moduláciu AM, s nepotlačenou nosnou vlnou a oboma postrannými pásmami, je kvadratický diódový modulátor podľa Obr. 3.5. Jeho základom je nelineárny prvok, ďalej pre jednoduchosť predpokladajme, že týmto prvkom je polovodičová dióda, ktorá je polarizovaná pomocným jednosmerným napätím do priepustnej oblasti. Pokiaľ by bola dióda na výstupe zaťažovaná činným zaťažovacím odporom, je možné medzi jej celkovým signálnym vstupným napätím $u_1(t)$ a prúdom $i_2(t)$, resp. napätím $u_2(t)$ vytváraným na uvažovanej aperiodickej záťaži, aproximovať kvadratickou závislosťou

$$u_2(t) = a_1 u_1(t) + a_2 u_1^2(t) \quad (3.6)$$

pričom a_1 , a_2 sú konštanty závislé na priebehu voltampérovej charakteristiky diódy. Nech sa privádza na vstup diódy vstupné napätie $u_1(t)$, určené ako súčet napätia nosnej vlny $u_c(t) = U_c \cos(2\pi f_c t)$ a obecného (nesínusového) modulačného napätia $m(t)$, teda

$$u_1(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) + m(t) \quad (3.7)$$

Predpokladajme, že toto celkové vstupné napätie je relatívne malé, takže okamžitý pracovný bod diódy nevybočí z úseku charakterizovaného kvadratickou závislosťou. Výstupné napätie na odporovej záťaži sa získa dosadením relácie (3.7) do (3.6). Po kratšej úprave ho je možné vyjadriť vzt'ahom

$$u_2(t) = a_1 U_c \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} m(t) \right] \cos(2\pi f_c t) + a_1 m(t) + a_2 m^2(t) + a_2 U_c^2 \cos^2(2\pi f_c t) \quad (3.8)$$

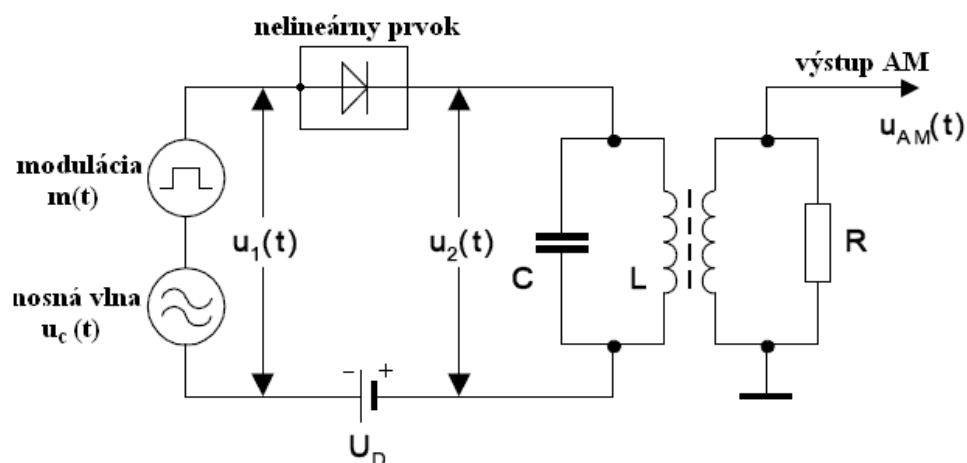
V praxi je záťaž diódy tvorená pásmovou priepusťou, realizovanou napríklad paralelným rezonančným obvodom LC vyladeným na kmitočet nosnej vlny f_c , tak ako ukazuje Obr. 3.5. Výstupné napätie na tejto selektívnej záťaži je potom určené len prvým členom pravej strany posledného vzťahu a predstavuje teda už požadovaný signál AM. Ak položíme pre jednoduchosť $a_1 U_c = U_c$, je tento signál

$$u_{AM}(t) = U_c \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} m(t) \right] \cos(2\pi f_c t) = U_c [1 + k_{AM} m(t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (3.9)$$

kde $k_{AM} = 2a_2/a_1$ je napät'ová citlivosť modulátoru AM.

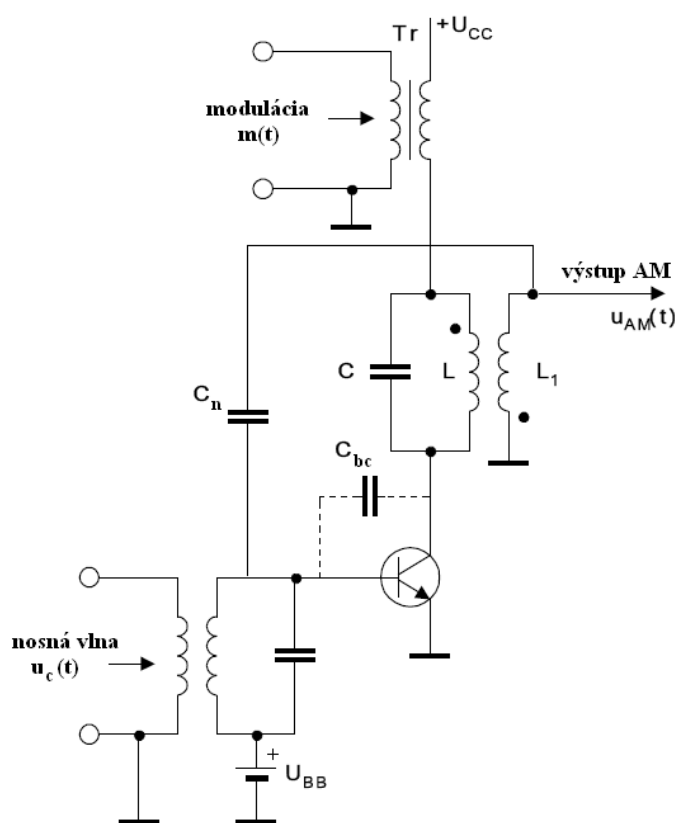
Ďalšie dva členy, ležiace v základnom pásme a posledný člen ležiaci v okolí druhej harmonickej nosnej vlny $2f_c$, sú selektívnou záťažou potlačené a ďalej sa už neuplatňujú.

Na uvedenom princípe pracujú aj modulátory, u ktorých je dióda nahradená napr. bipolárnym tranzistorom v zapojení SE. Pri prvej variante, analogickému elektrónkovému mriežkovému modulátoru sa na vstup tranzistoru opäť privádza súčet nosnej vlny a modulačného signálu. Na selektívnej kolektorovej záťaži, vyladenej na kmitočet nosnej vlny f_c sa potom odoberá modulovaný signál AM, ktorý má vďaka zosilneniu tranzistoru väčšiu úroveň ako u pasívneho diódového modulátoru.



Obr. 3.5 Kvadratický diódový modulátor

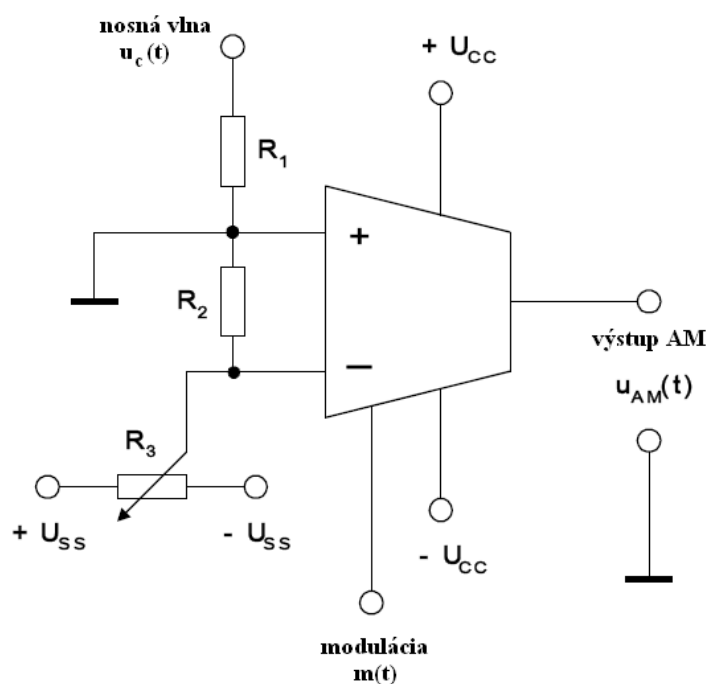
K modulácii tu dochádza hlavne na nelinearitách internej diódy báza – emitor. Na Obr. 3.6 je znázornená druhá varianta, označená ako kolektorový modulátor, ktorý je obdobou vôbec najstaršieho, elektrónkového anódového modulátoru. Na báze tranzistoru v zapojení SE sem prichádza nosná vlna. Modulačné napätie sa spolu so jednosmerným kolektorovým napätím U_{CC} privádza cez väzbový transformátor T_r a rezonanční obvod LC, vyladený na kmitočte nosnej vlny f_c na kolektor tranzistoru. Na tomto obvode sa vplyvom výstupných nelinearít tranzistoru požadovaný modulovaný signál AM, ktorý je už možné prostredníctvom pomocného väzbového vinutia L_1 odoberať k ďalšiemu spracovaniu. Pri vhodnom kladnom predpätí báze U_{BB} je modulačný tranzistor nastavený do pracovnej triedy A, takže nim prechádza kolektorový prúd po celú dobu periódy nosnej vlny. Vďaka tomu je možné dosiahnuť pri dobrej linearite aj veľkých hĺbok modulácie ($m \rightarrow 100\%$), avšak pri malej energetickej účinnosti, neprevyšujúcej asi 25%. Zmenou polaroty predpätia báze sa tranzistor nastaví do triedy C, kde je možné pri menších hĺbkach modulácie tiež zaistiť lineárny režim, a to s podstatne väčšou účinnosťou až asi 70%. V tomto prípade síce prechádza prúd kolektorom po dobu kratšiu ako je polovica periódy nosnej vlny, avšak vďaka rezonančným „zotrvačnickovým“ vlastnostiam obvodu LC v kolektore sa na ňom udrží spojitý modulovaný napätie po celú dobu periódy.



Obr. 3.6 Tranzistorový kolektorový modulátor

V moderných rádiových vysielateľoch sa modulátor AM často realizuje pomocou transkonduktačného operačného zosilňovača, čo je v podstate bežný operačný zosilňovač so symetrickým napäťovým vstupom a prúdovým výstupom. Princíp zapojenia na Obr. 3.7 je veľmi jednoduchý – na neinvertujúci vstup zosilňovača je privedený nosný signál $u_c(t)$ a jeho zosilnenie je riadené modulačným signálom $m(t)$, na invertujúcom vstupe je zapojený potenciometer pre kompenzáciu vstupnej napäťovej nesymetrie. Na výstupe operačného zosilňovača je výsledný modulovaný signál $u_{AM}(t)$.

Amplitúdový modulátor AM s transkonduktačným operačným zosilňovačom sa vyznačuje vynikajúcou linearitou modulácie AM a to pri maximálnej hĺbke modulácie $m = 100\%$. Výstupný modulovaný signál má však nízku výkonovú úroveň, preto ak potrebujeme veľké výstupné výkony, je potrebné za tento modulátor zapojiť výkonový zosilňovač pracujúci v lineárnej triede A alebo dvojčinnnej triede B.



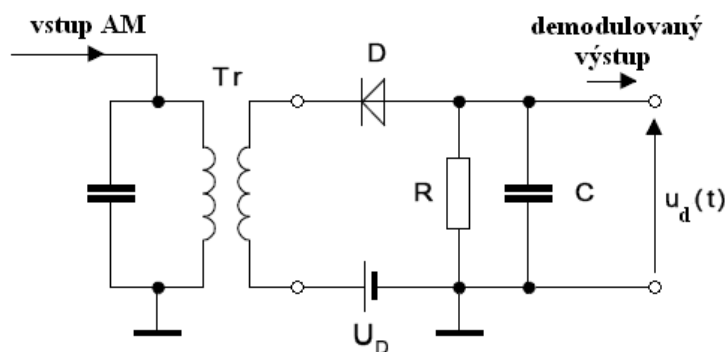
Obr.3.7 Modulátor s transkonduktančným operačným zosilňovačom

3.3 Modulátory AM realizované digitálnou technikou

Od deväťdesiatych rokov sa v oblasti analógových vysielateľov AM začínajú výraznejšie uplatňovať metódy digitálneho spracovania signálu. Tie môžu priniesť výrazné zvýšenie energetickej účinnosti a zlepšenie niektorých ďalších parametrov týchto obvodov, hlavne zmenšenie skreslenia. U typického digitálneho vysielateľa AM je vynechaný modulátor v obvyklom pojatí. Vysokofrekvenčná nosná vlna prichádza nepretržite na signálne vstupy väčšieho počtu (napr. 48, vždy ale najmenej niekoľko desiatok) výkonových zosilňovačov, pracujúcich v spínacom režime v triede D do spoločnej záťaže. Analógový modulačný signál je v prevodníku A/D digitalizovaný a týmto digitálnym signálom je kľúčovaný (odblokovaný) vždy len taký počet zosilňovačov, ktorý je priamo úmerný amplitúde modulačného signálu, resp. hĺbke modulácie m (pre $m = 1$ sú otvorené všetky zosilňovače, pre $m = 0$ nie je otvorený žiadny). Spolupôsobením vysokofrekvenčných príspevkov všetkých práve otvorených zosilňovačov sa potom vytvára na spoločnej záťaži výsledný signál AM. Vďaka použitiu pracovnej triedy D výkonových vysokofrekvenčných zosilňovačov dosahujú vysielateľa tohto typu celkovú účinnosť skoro 90%. Účinnosť takmer 100% potom dosahujú modulátory AM s upravenými vysokofrekvenčnými zosilňovačmi v triede E.

3.4 Demodulátory AM

Najjednoduchším demodulátorom AM je diódový detektor obálky (envelope detektor), znázornený na Obr.3.8. Na vstup diódy sa privádza vstupné modulované napätie AM. Pokiaľ by dióda pôsobila ako ideálny detektor s priamkou resp. lomenou voltampérovou charakteristikou, vznikalo by na zaťažovacom odpore R , pri odpojení kondenzátore C , tepavé napätie U_1 . To v sebe už obsahuje požadovanú demodulovanú zložku o určitej amplitúde U_d , ďalej jednosmernú zložku U_{ss} , ale tiež radu nežiadúcich vyšších harmonických nosnej vlny. Ak sa pripojí paralelne k obvodu R vhodný filtračný kondenzátor C , môžu byť jeho pôsobením tieto skresľujúce zložky potlačené, takže na výstupe detektoru zostáva len demodulovaná signálna zložka a jednosmerná zložka. Okrem toho sa môže vplyvom kapacity C znateľne zväčšiť amplitúda demodulovanej užitočnej zložky, a to na hodnotu U_{dc} , ktorá je oproti pôvodnej amplitúde U_d podstatne väčšia. V tomto prípade totiž demodulovaný signál, pri vhodne volených obvodových konštantách sleduje takmer verne hornú obálku tepavého priebehu.



Obr.3.8 Diódový detektor obálky

Pri použití reálnej „neideálnej“ polovodičovej diódy so zakrivenou, najčastejšie exponenciálnou voltampérovou charakteristikou, sa funkcia detektoru obálky v podstate nemení, avšak na jeho výstupe sa objaví nežiadúce vyššie harmonické demodulovaného signálu. Filtračným pôsobením člena RC by síce bolo možné v hornej časti pásma modulačného kmitočtu tieto skresľujúce zložky potlačiť, avšak to by nebolo výhodné, pretože by sa tým potlačovali súčasne aj vyššie užitočné modulačné kmitočty. Uvažované harmonické skreslenie však je možné zmenšiť zväčšovaním amplitúdy nosnej vlny, potom sa totiž zmienené zakrivenie relatívne znižuje, takže sa reálna dióda v tomto režime blíži dióde ideálnej.

Pri návrhu detektoru obálky je dôležitá správna voľba časovej konštanty $\tau = RC$ filtračného člena. Ten totiž musí pôsobiť ako dolná priepusť, ktorá nijak neomedzuje ani najvyšší modulačný kmitočet $f_{m \max}$, avšak dokonale potlačuje nosnú vlnu s kmitočtom f_c . Uvedeným podmienkam vyhovuje časová konštanta RC určená vzťahom

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_{m \max}} \quad (3.10)$$

Pokiaľ táto konštanta leží v medziach daných predchádzajúcou podmienkou, avšak blíži sa príliš k hornej priepustnej hranici, nestačí už demodulovaný výstup detektoru verne sledovať zostupnú časť modulačného priebehu a objavuje sa v ňom nežiadúce nelineárne skreslenie. Ak nemá toto skreslenie vzniknúť, musí časová konštanta RC spĺňať ešte ďalšiu podmienku

$$RC \leq \frac{1}{2\pi f_{m \max}} \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a} \quad (3.11)$$

K demodulácii signálu AM je možné využiť tiež kvadratický detektor. V tomto detektore je použitý nelineárny prvok s voltampérovou charakteristikou blížiacou sa čo najviac kvadratickému priebehu. Ak sa na vstup privádza modulovaný signál určený vzťahom (3.2), objavuje sa na výstupe jednak demodulovaná zložka o kmitočte f_m a o amplitúde úmernej kvadrátu U_{2c} amplitúdy nosnej vlny, ale tiež jej druhá harmonická o kmitočte $2f_m$. Kvadratický detektor sa uplatňuje hlavne v technike elektronických meraní, a to pri meraní efektívnej hodnoty resp. výkonu nesínusových signálov.

V modernej rádiokomunikačnej technike sa široko využívajú koherentné (synchronné) detektory resp. demodulátory AM. Ich základom je analógový násobič alebo smerovač, za ním nasleduje dolná priepusť s medzným kmitočtom $f_{m \max}$. Na jeden vstup násobiča prichádza vstupný modulovaný signál AM, a ktorom predpokladáme, že je určený vzťahom (3.9), tzn. má obecnú, neharmonickú moduláciu $m(t)$. Na druhý vstup sa potom privádza nemodulovaná referenčná nosná vlna, ktorá je v dokonalej kmitočtovej a fázovej koherencii s nosnou vlnou vstupného signálu AM a je teda daná vzťahom $U_r \cos(2\pi f_c t)$. Pokiaľ je násobič ideálny, objavuje sa na jeho výstupe súčin

$$U_r \cos(2\pi f_c t) \{U_c [1 + k_{AM} m(t)] \cos(2\pi f_c t)\} \quad (3.12)$$

kde k_{AM} je napät'ová citlivosť modulátoru AM. Z tohto súčinu je možné vyčleniť dielčí súčiniteľ

$$U_r \cos(2\pi f_c t) U_c \cos(2\pi f_c t) = \frac{U_r U_c}{2} [\cos(2\pi f_c t - 2\pi f_c t) + \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_c t)] \quad (3.13)$$

Druhý člen v hranatej zátvorke má dvojnásobný kmitočet nosnej vlny $2f_c$, je teda dolnou priepusťou potlačený a nemusí byť ďalej uvažovaný. Prvý člen má veľkosť $\cos 0 = 1$, takže celý uvažovaný súčiniteľ sa redukuje do tvaru $U_r U_c / 2$, dosadením tohto výrazu do vzťahu (3.12) sa získa výstup synchronného detektoru

$$u_d(t) = \left[\frac{U_r U_c}{2} k_{AM} m(t) \right] + \left[\frac{U_r U_c}{2} \right] \quad (3.14)$$

Prvý člen predchádzajúcej relácie predstavuje užitočnú demodulovanú signálnu zložku. Tá je podobne ako u detektoru obálky priamo úmerná činiteľu k_{AM} a amplitúde nosnej vlny U_c . Navyše je však úmerná aj amplitúde referenčnej vlny U_r , ktorú je možné ľahko nastaviť na relatívne veľkú úroveň. Tým môžeme zabrániť pri selektívnom úniku samotnej nosnej vlny skreslením demodulovaného signálu, ktoré je naopak z tejto situácie typické pre detektory obálky. Druhý člen vo

vzťahu (3.15) odpovedá jednosmernej výstupnej zložke, ktorú je možné vďaka jej úmernosti amplitúdy nosnej vlny U_c využiť v rádiových prijímačoch ako riadiace napätie pre automatické riadenie zisku (AGC).

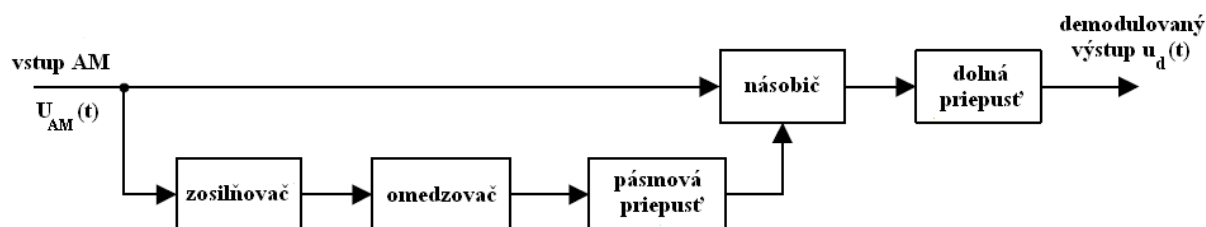
Ako vyplýva zo vzťahu (3.15), pri použití ideálneho násobiča, dokonalej koherentnej referenčnej nosnej vlny a vhodnej dolnej priepuste, môže synchronný detektor AM dosiahnuť nulového nelineárneho skreslenia demodulovaného výstupu, čo je jeho ďalšou veľkou prednosťou oproti detektoru obálky. Okrem toho má podstatne väčšiu imunitu proti impulzným poruchám, ktoré sa na rozdiel od užitočného signálu demodulujú nekoherentne, teda s omnoho nižšou účinnosťou.

U synchronného detektoru AM dochádza v procese demodulácie ku zhoršeniu podetektčného pomeru signál/šum = S/N oproti predetektčnému pomeru C/N .

$$S / N = C / N \frac{m_a^2}{2 + m_a^2} \quad (3.15)$$

Pri najväčšej hĺbke modulácie $m_a = 1$ je toto zhoršenie zrejme trojnásobne, pri menších hĺbkach modulácie je situácia ešte neprijemnejšia. Avšak v porovnaní s asynchronnou demoduláciou pomocou detektoru obálky je synchronný detektor výhodnejší, a to hlavne v prípade slabých signálov; do základného pásma sa tu totiž prekladá len synfázna zložka vysokofrekvenčného šumu a nedochádza tu teda k rapídному poklesu pomeru S/N pod tzv. šumovým prahom, ktorý je naopak typický pre detektor obálky. Tieto priaznivé vlastnosti však synchronný detektor rýchlo stráca, ak sa začne zhoršovať koherencia referenčnej vlny oproti nosnej vlne vstupného signálu AM.

Zapojenie synchronného detektoru používaného v praxi je na Obr. 3.9. Referenčná nosná vlna sa tu získa priamo zo vstupného modulovaného signálu. Ten sa dostatočne zosilní, ďalej amplitúdovo omedzí a potom kmitočtovo filtruje úzkopásmovou priepustou so stredným kmitočtom f_c ; tým sa z neho dokonale odstráni zbytky amplitúdovej modulácie. Celé zapojenie podľa Obr. 3.9 je možné vyrobiť v lacnej monolitickej technológii, takže je potom vhodná napr. i pre bežné rozhlasové prijímače AM, pre obrazové demodulátory televíznych prijímačov apod. [1], [2], [4]



Obr. 3.9 Synchronný detektor

4 Modulácia DSB

U modulácie AM sínusová vlna zaujíma podstatnú časť vysielacieho výkonu a pritom neprenáša žiadnu informáciu (pretože nosná vlna je signálom determinovaným, kdežto informáciu prenášajú len signály náhodnej). Preto sa už v počiatkoch rádiovkej komunikácie objavila myšlienka vytvoriť takú variantu modulácie AM, pri ktorej by bola nosná vlna úplne alebo čiastočne potlačená a prenášala by len postranné pásma. Táto varianta sa nazýva amplitúdová modulácia s oboma postrannými pásmami a značí sa DSB (Double Side Band). V tomto článku sa zameriame na moduláciu DSB s úplne potlačenou nosnou vlnou, pre ktorú sa používajú skratky SC-DSB, DSB-SC, alebo tiež DSB_{SC} (SC = Supressed Carrier, tj. potlačená nosná), pomocný index SC však ďalej nie je uvádzaný a je použitý len vtedy, ak má byť dokonalé potlačenie nosnej vlny zdôraznené.

Signál s moduláciou DSB sa najľahšie získa prostým násobením nosnej vlny $U_c(t)$ modulačným signálom $m(t)$, teda

$$u_{DSB}(t) = u_c(t)m(t) = U_c \cos(2\pi f_c t)m(t) \quad (4.1)$$

Obecný modulačný signál $m(t)$, ak je periodický, je možné na základe Furierovho rozvoja vyjadriť ako súčet harmonických (kosínusových) zložiek s kmitočtami f_m a fázami Φ_m , teda

$$m(t) = \sum_{m=1}^n U_m \cos(2\pi f_m t + \phi_m) \quad (4.2)$$

pričom $f_1 = f_{m \min}$ je najnižšia (základná) harmonická a $f_n = f_{m \max}$ najväčšia harmonická, obsiahnutá v modulačnom signáli. Dosadením vzťahu (4.2) do (4.1) sa získa kompletný signál DSB v tvare súčtu párov postranných kmitočtových zložiek, pritom pre m -tú zložku platí relácia

$$u_{DSB}(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) U_m \cos(2\pi f_m t) = \frac{U_c U_m}{2} \cos 2\pi(f_c - f_m)t - \frac{U_c U_m}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t \quad (4.3)$$

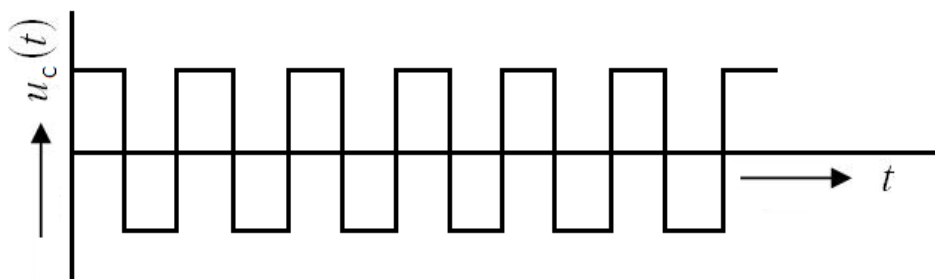
Táto zložka, ako aj všetky zostávajúce, teda vytvárajú páry postranných pásiem modulovaného signálu DSB, pričom nosná vlna je dokonale potlačená. Spektrum signálu DSB má teda podobu spektra signálu AM podľa Obr. 3.4, s tým rozdielom, že v ňom nie je prítomná nosná vlna. Potrebná šírka pásma vysokofrekvenčného kanálu určeného pre prenos signálu DSB je daná vzťahom

$B_{DSB} = 2f_{m \max}$, teda sa rovná – rovnako ako u modulácie AM – dvojnásobku najvyššieho modulačného kmitočtu.

Násobenie signálov potrebné pre generáciu signálu DSB je možné realizovať v súčinnom modulátore, ktorý môže mať napríklad známu podobu štvordiódového kruhového modulátoru. U tohto modulátoru sa po dosiahnutí čo najväčšej modulačnej účinnosti, tj. čo najväčšia amplitúda postranných zložiek, často používa nosná vlna o relatívne veľkej amplitúde U_c (viz vzťah 4.3), pod jej vplyvom pôsobia diódy skoro ako ideálne spínače. Preto sa tento typ označuje ako spínací modulátor. Podľa okamžitej polarizácie tejto nosnej sú vždy dve z diód dokonale vodivé a dve nevodivé. Uvažovanou nosnou je potom možné aproximovať pravouhlým priebehom podľa *Obr.4.1*, nazývaným spínacia funkcia, ktorá vlastne pripojuje modulačný signál $m(t)$ na výstup modulátora a to s polaritou striedajúcou sa s polovičkou periódy nosnej vlny $T/2$. Tým vzniká modulovaný signál DSB s typickými priechodmi modulačnej obálky nulou, pri nich dochádza ku zmene jeho fáze o 180° . Ak sa vyjadrí pravouhlá nosná vlna $u_c(t)$ Fourierovou radou v tvare uvedenom na *Obr. 4.1*, je výstupný modulovaný signál DSB určený pri obecnom modulačnom signáli $m(t)$ vzťahom

$$u_{DSB}(t) = c(t)m(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \cos[2\pi f_c t(2n-1)] m(t) \quad (4.4)$$

Tento signál zrejme obsahuje nekonečne veľa postranných zložiek ležiacich v okolí vyšších lichých harmonických nosnej vlny ($3f_c, 5f_c, \dots$) a to dokonca i pri harmonickom modulačnom napätí. Požadovaný pár týchto zložiek resp. pásiem, nachádzajúcich sa po oboch stranách základnej harmonickej nosnej vlny, sa však jednoducho vyberie vhodnou pásmovou priepustou LC, zapojenou na výstupe modulátora. Ak je ale prioritnou požiadavkou kladenou na modulátor tohto typu čo najväčšia čistota jeho nefiltrovaného spektra, nie je vhodné ho prevádzať v spínacom stave, výhodnejšie je potom ako režim s relatívne malou úrovňou nosnej.



Obr. 4.1 Pravouhlá nosná vlna

Modulácia DSB vyžaduje rovnaké široké vysokofrekvenčné pásmo ako modulácia AM. Výkon v postranných pásmach je však pri hĺbke modulácie $m = 1$ a pri rovnakom výkone vysielača 3krát (tj. o cca 4,7dB) väčší ako u modulácie AM. V prípade, že je signál DSB demodulovaný rovnako synchronne, bude vykazovať tento spôsob modulácie taktiež 3krát väčší pomer signál/šum = S/N za detektorom prijímača. táto výhoda je bohužiaľ vykúpená zložitejšou obvodovou technikou demodulátora prijímača.

Priamu demoduláciu signálu DSB je možné realizovať iba ako synchronnu, napr. pomocou synchronného detektora *Obr. 4.2*, ktorý je obdobou synchronného detektora signálov AM. Obsahuje násobič, na ktorého jeden vstup sa privádza vstupný modulovaný signál DSB, daný vzťahom (4.1), teda $u_{\text{DSB}}(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) m(t)$. Na druhý vstup prichádza referenčná nemodulovaná nosná vlna $U_r \cos(2\pi f_c t)$, ktorá je v dokonalej kmitočtovej a fázovej koherencii s potlačenou nosnou vlnou vstupného signálu. Na výstupe násobiča sa potom objavuje signál určený ako súčin oboch týchto zložiek, teda

$$[U_c \cos(2\pi f_c t) m(t)] U_r \cos(2\pi f_c t) = \frac{U_c U_r}{2} [\cos 2\pi(f_c - f_c)t + \cos 2\pi(f_c + f_c)t] m(t) \quad (4.5)$$

Za násobičom je zapojená dolná priepusť, ktorá potlačuje 2. harmonickú $5f_c$ nosnej vlny, takže za touto priepusťou zostáva iba užitočný demodulovaný výstup

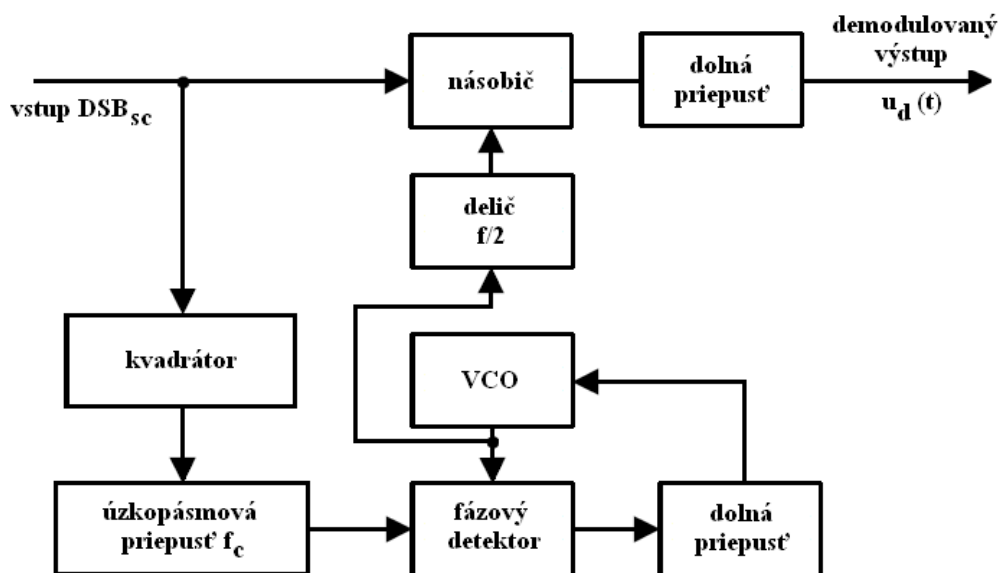
$$U_d(t) = \frac{U_c U_r}{2} [\cos(0^\circ)] m(t) = \frac{U_c U_r}{2} m(t) \quad (4.6)$$

Proces demodulácie je možné opäť vysvetliť ako vytváranie záznejov medzi regenerovanou nosnou vlnou a oboma postrannými pásmami. Táto obnovená nosná musí byť však v úplne dokonalej kmitočtovej a fázovej koherencii s nosnou vlnou, potlačovanou na vysielači. Ak je tejto koherencie dosiahnuté tak demodulované zložky oboch postranných pásiem sú vo fáze a spočítajú sa. V praxi však referenčná nosná vlna nemusí byť v dokonalej fázovej zhode s nosnou vlnou vstupného modulovaného signálu, ale môže vykazovať určitú fázovú odchýlku φ . Demodulovaný výstup potom nie je daný vzťahom (4.6), ale je určený modifikovaným vzťahom $u_{\text{DSB}}(t) = (U_c U_r / 2) m(t) \cos \varphi$. Ak je odchýlka φ konštantná, demodulovaný signál sa síce zmenší oproti ideálnemu stavu, avšak zostane neskreslený. V prípade keď $\varphi = 90^\circ$, tento signál dokonca úplne zaniká a to v dôsledku vzájomnej kompenzácie demodulovaných zložiek pochádzajúcich od oboch postranných pásiem, ktoré sú v protifázi. Ak sa však odchýlka fáze φ v čase náhodne mení, demodulovaný výstup bude tieto zmeny sledovať a bude spravidla neprijateľný. Ak bude referenčná nosná vlna vykazovať určitú relatívne

malú kmitočtovú odchýlku Δf od nominálnej hodnoty f_c , bude demodulovaný výstup určený vzťahom $(U_c U_r / 2) m(t) \cos(2\pi \Delta f t)$, teda bude násobený funkciou kosínus kmitočtovej odchýlky Δf .

Aby sa uľahčila regenerácia nosnej vlny, vysiela sa niekedy aspoň jej malá vzorka, alebo pomocný pilotný signál (o amplitúde cca $0,1 U_c$), ktorý sa potom v prijímači selektívne zosilní a využíva k presnej synchronizácii obvodov pri získavaní nosnej. Tento systém je použitý napríklad v rozhlasovej stereofónii, kde je rozdielový signál tzv. ľavého a pravého kanálu prenášaný moduláciou DSB_{SC} na úplne potlačenej subnosnej vlně 38 kHz, ktorá sa potom v prijímači vytvára zdvojením pomocného pilotného signálu 19 kHz.

Na rozdiel od pomerne jednoduchšej regenerácie referenčnej nosnej vlny u synchronných detektoroch AM, je u synchronných detektorov DSB tento proces zložitejší. Jedna z možností, označená ako regenerácia nosnej vlny pomocou kvadrátu je uvedená na Obr. 4.2. Vstupný modulovaný signál tu prichádza jednak na vstup násobiča, v ktorom prebieha vlastná synchronná detekcia, jednak na vstup kvadrátora. Kvadrátor je možné realizovať pomocou diódy alebo iného vhodného nelineárneho obvodu. Podrobnejší početný rozbor potom ukazuje, že umocnením tohto vstupného signálu, určeného vzťahom (4.3), vznikne niekoľko zložiek. Zložky ležiace v základnom pásme a v okolí kmitočtu nosnej vlny f_c nasledujúce pásmovú priepusť, s pásmom priepustnosti Δf v úzkom okolí druhej harmonickkej $2f_c$ nosnej vlny, potlačí. Spomenutým umocnením však tiež vzniká nenulová zložka s kmitočtom $2f_c$ a dve modulačné postranné pásma situované po jej stranách, ktoré naopak touto priepusťou môžu aspoň čiastočne prechádzať. Výsledný signál na výstupe priepuste je potom tvarovo už veľmi blízky harmonickému priebehu o kmitočte $2f_c$ (tým viac, čím je užšie priepustné pásmo Δf tejto priepuste).

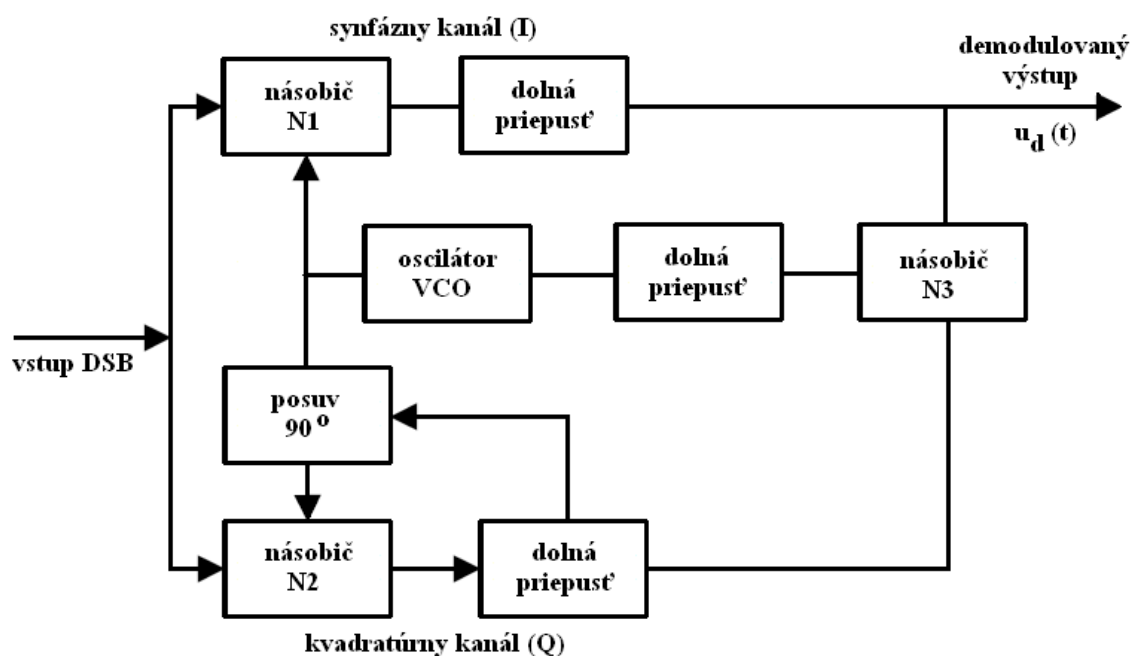


Obr. 4.2 Synchronný demodulátor signálu DSB s regeneráciou ref. nosnej vlny pomocou kvadrátu

V druhom prípade dochádza k prevráteniu polarity demodulovaného signálu, to napríklad pri hlasovej komunikácii nepôsobí rušivo, v iných aplikáciách je však nutné ďalšími pomocnými obvodmi túto dvojznačnosť odstrániť alebo prejsť k systémom s diferenciálnym kódovaním.

Demoduláciu signálu DSB s úplne potlačenou nosnou vlnou je možné realizovať tiež pomocou Costasovho prijímača *Obr.4.3*. Toto zariadenie nachádza v modernej rádiokomunikačnej technike veľké uplatnenie. Costasov prijímač obsahuje tzv. synfázny kanál I a kvadratúrny kanál Q. V každom kanáli sú zaradené synchronné detektory, skladajúce sa z násobičov N1 a N2 a dolnej priepuste. K násobičom sa privádzajú zhodné vstupné signály $u_{DSB}(t)$, určené napríklad vzťahom (4.1)

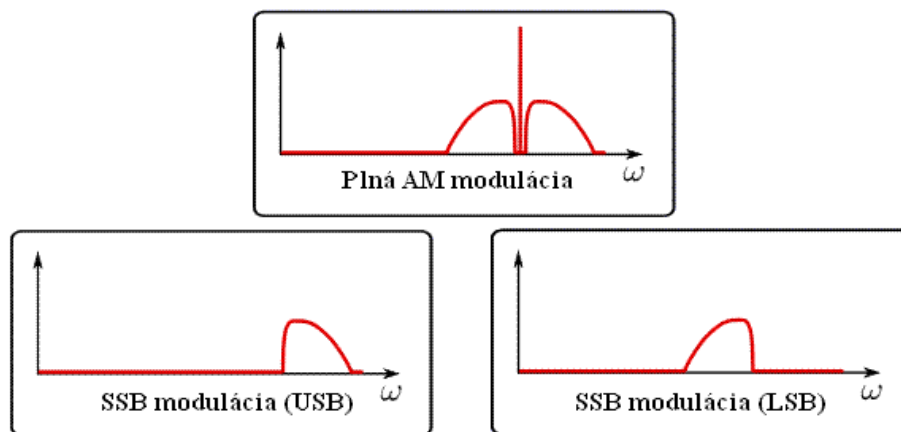
Costasov prijímač je podľa *Obr.4.3* zrejme zložitejší ako synchronný demodulátor s regeneráciou nosnej pomocou kvadrátu *Obr. 4.2*. často sa tiež používa k demodulácii signálu s digitálnou moduláciou BPSK, kde však u neho vznikajú problémy s fázovou neistotou regenerovanej nosnej vlny. [1], [4]



Obr. 4.3 Costasov prijímač

5 Modulácia SSB

Vzhľadom k tomu, že u amplitúdových modulácií je prenášaná informácia úplne obsiahnutá v jedinom postrannom pásme, je možné na vysielacom potlačovať nielen nosnú vlnu (ako u modulácie DSB), ale aj druhé z týchto pásem. Tým vzniká amplitúdová modulácia s jedným potlačeným postranným pásmom SSB (Single Side Band) na Obr. 5.1. Poddetekčný pomer signál/šum je tu pri hĺbke modulácie $m = 1$ o 4,7 dB väčší ako u modulácie AM a navyše vystačí modulácia SSB s polovičnou šírkou pásma než potrebuje modulácia AM, teda $B_{SSB} = f_{m \max}$. Na prijímacej strane je pri demodulácii nutné regenerovať nosnú vlnu. Na rozdiel od prísnych požiadaviek pri demodulácii signálu DSB_{SC} však pri demodulácii signálu SSB nemusí byť v obvyklých aplikáciách (prenos hovorového signálu) regenerovaná nosná vo fázovej koherencii s potlačenou nosnou na vysielacom a dokonca ani dokonalá kmitočtová koherencia nie je nutná.



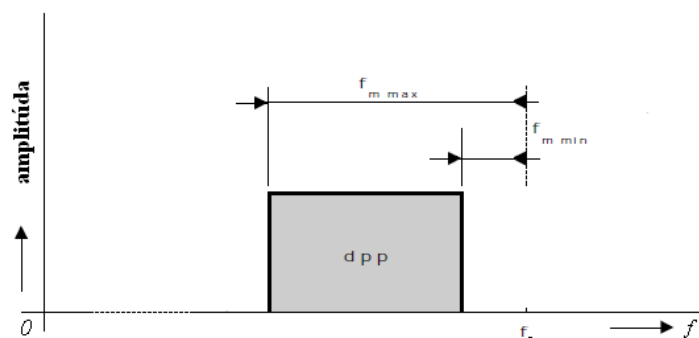
Obr. 5.1 Amplitúdová modulácia s jedným potlačeným postranným pásmom SSB

Kmitočtové spektrum signálu SSB je pri využití dolného postranného pásma dpp Obr. 5.2 a pri využití horného postranného pásma hpp Obr. 5.3. Z relácie vyplýva, že postranné pásma signálu s uvažovanou jednopásmovou moduláciou sú dané vzťahmi

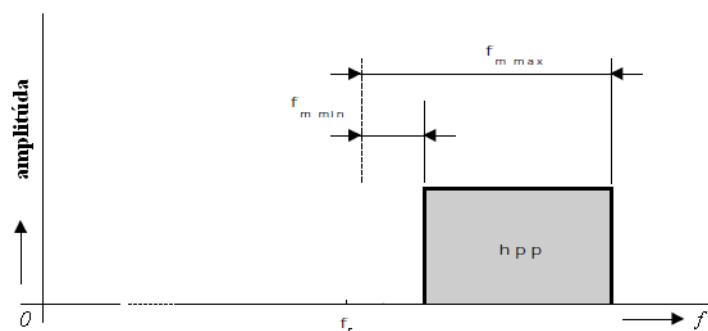
$$\frac{U_c}{2} [m(t) \cos(2\pi f_c t) \pm m(t) \sin(2\pi f_c t)] \quad (5.1)$$

pričom znamienko plus odpovedá prenosu dolného postranného pásma a znamienko mínus prenosu horného postranného pásma. V každom z týchto pásem je zrejme obsiahnutá synfázna (kosínusová) a kvadrátúrna (sínusová) zložka. Pritom synfázna zložka je, až na polovičnú amplitúdu, zhodná so signálom DSB so symetrickými postrannými pásmami. Pri synchronnej demodulácii poskytuje táto

zložka repliku $m'(t)$ modulačného signálu. Kvadrátúrna zložka môže spôsobovať za určitých okolností, hlavne pri nie úplne dokonalej demodulácii, tzv. kvadrátúrne skreslenie.



Obr. 5.2 Spektrum s využitím dolného postranného pásma



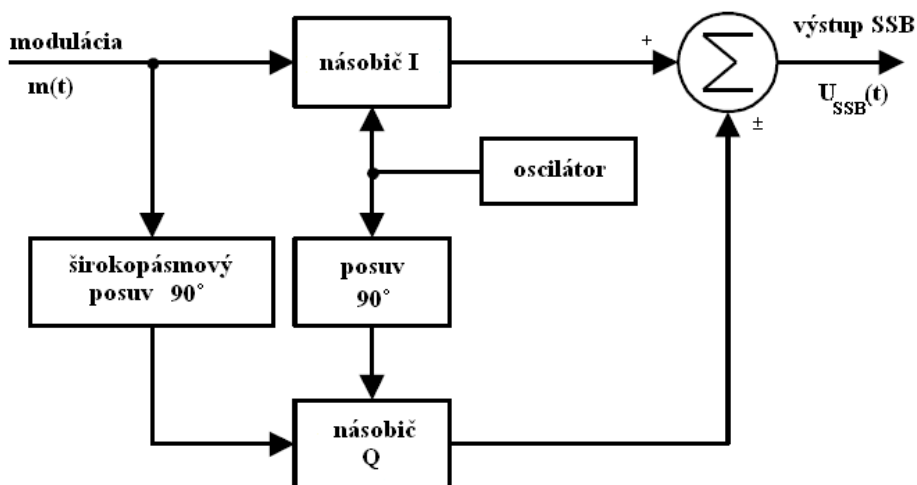
Obr. 5.3 Spektrum s využitím horného postranného pásma

Najjednoduchší spôsob generácie signálu SSB je filtračná metóda. Tá spočíva vo využití bežného modulátoru AM, za ktorým nasleduje pásmová priepusť buď dolného alebo horného postranného pásma, ktoré je potom prenášané. Prechod z priepustného do nepriepustného pásma však musí byť u tejto priepusti veľmi strmý, tak aby neboli potlačené ani najnižšie modulačné kmitočty prenášaného pásma a naopak, aby nosná vlna a zostávajúce postranné pásmo boli čo najviac tlmené. Takéto nároky sú ale v oblastiach vyšších kmitočtov len ťažko splniteľné. Uvedený problém je možné riešiť tak, že sa potrebná filtrácia rozloží do dvoch stupňov. Na relatívne nízkom kmitočte nosnej vlny f_{c1} sa uskutočňuje pomocou súčinného modulátoru (násobiča) modulácia DSB a potom pásmová filtrácia, pri ktorej sa potlačuje nežiaduce postranné pásmo, táto filtrácia je tu relatívne ľahká. Takto vytvorený signál SSB sa ďalej privádza ako modulačný signál na ďalší súčinný modulátor DSB. V ňom opäť vznikajú dve postranné pásma, ktoré však majú od potlačenej nosnej f_{c2} relatívne veľký odstup cca f_{c1} . Jedno z nich sa preto opäť ľahko potlačí a druhé sa využije ako požadovaný výstup

SSB. Na Obr. 5.4 je uvedený iný typ modulátoru SSB, využívajúci tzv. fázovú diskriminačnú metódu. Generácia signálu SSB je tu založená na matematickom popise signálu SSB podľa relácie (5.1).

Modulátor sa skladá z dvoch násobičov (súčinových modulátorov) I,Q. Na násobič I sa priamo privádza modulačný signál $m(t)$ a nosná vlna $U_c \cos(2\pi f_c t)$ generovaná v miestnom oscilátore; na výstupe tohto násobiča sa objavuje prvý člen relácie (4.1). Na násobič Q potom prichádzajú ako nosná vlna, tak modulačný signál cez fázové posúvače 90° ; fázový posun modulačného signálu o 90° realizuje jeho Hilbertovu transformáciu, takže výsledkom násobenia je tu druhý člen relácie (5.1). V oboch násobičoch sa uskutočňuje modulácia DSB_{SC} , pričom jedna dvojica ich postranných pásiem je vždy vzájomne vo fázi a druhá v protifázi. Spočítaním výstupov týchto modulátorov sa získava horné postranné pásmo signálu SSB_{SC} , ak sa nahradí spočítanie odčítaním, získava sa dolné postranné pásmo SSB. Výhodou tohto modulátoru je to, že nevyžaduje náročnú pásmovú filtráciu požadovaného pásma. Komplikovaná je tu však realizácia fázového posúvača modulačného signálu v dolnej vetve Q, ktorá musí prevádzať čo najpresnejšie požadovaný posun 90° v celom širokom pásme modulovaného kmitočtu.

Tento nedostatok je možné odstrániť tak, že sa modulačný signál $m(t)$ privádza na obidva násobiče cez fázové posúvače s obecnými posuvmi α° a β° , ktoré nemusia byť v celom modulačnom pásme konštantné. Ak splňujú podmienku $\beta^\circ - \alpha^\circ = 90^\circ$, prichádza modulačný signál na oba násobiče opäť so vzájomným posunom 90° a jeho výsledná funkcia je potom rovnaká ako u modulátoru z Obr. 5.4.



Obr. 5.4 Modulátor SSB využívajúci tzv. diskriminačnú metódu

Tretia metóda generácie signálu SSB využíva Weaverov modulátor, znázornený na Obr. 5.5, fázové diagramy a spektrálne diagramy signálu v dôležitých bodoch zapojenia sú uvedené na Obr. 5.6. Vstupný modulačný signál $m(t)$, nachádzajúci sa v pásme kmitočtu $f_{m \min}$ až $f_{m \max}$ o šírke B_m , sa delí

do dvoch vetví, kde vchádza na vstupy násobičov N1, N2. Na druhé vstupy týchto násobičov sa privádzajú signály pomocnej nosnej vlny o kmitočte $f_0 = (f_{m \min} + f_{m \max})/2$, ktoré sú v kvadratúre tj. majú fázový posun 90° (nosná vlna je tu teda netradične situovaná do stredu modulačného pásma.) V násobičoch sa vytvárajú signály DSB, ktoré sú v prípade obecného modulačného signálu $m(t)$ určené reláciami

$$u_{o1}(t) = U_{o1} \cos(2\pi f_o t) m(t); u_{o2}(t) = U_o \sin(2\pi f_o t) m(t) \quad (5.2)$$

Ak vyjadríme modulačný signál radou (5.3) a ak sa prevedie v predchádzajúcich reláciách naznačené násobenie, získajú sa podrobné vzťahy pre tieto modulované signály, ich kmitočtové spektrum a spektrum modulačného signálu je uvedené v Obr. 5.6.

$$m(t) = \sum_{m=1}^n U_m \cos(2\pi f_m + \Phi_m) \quad (5.3)$$

Za násobiče sú zaradené dolné priepuste, ktoré potlačujú horné postranné pásmo uvažovaných signálov. Dolné postranné pásma $u_{o1}^*(t)$ a $u_{o2}^*(t)$ nimi môžu ďalej prechádzať – v tomto prípade však už ako modulačné signály – na násobiče N3, N4. Tu sa uskutočňuje ich modulácia na pomocnú nosnú vlnu o kmitočte f_c , čím sa vytvárajú signály DSB.

$$u_{o3}(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) u_{o1}^*(t); u_{o4}(t) = U_c \sin(2\pi f_c t) u_{o2}^*(t) \quad (5.4)$$

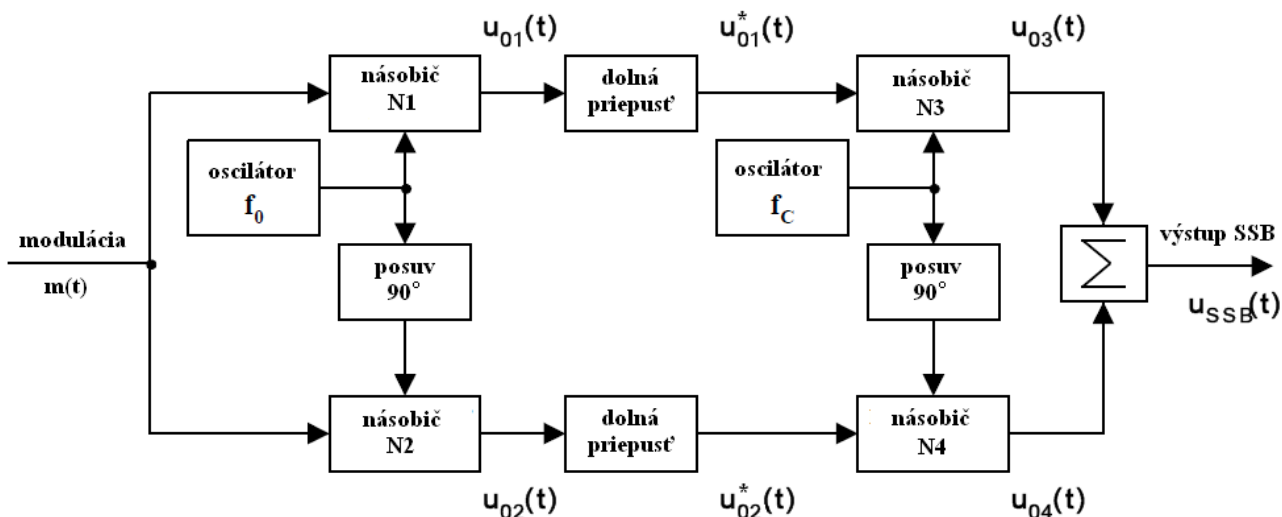
Prevedením súčinov naznačených v predchádzajúcich reláciách a spočítaním oboch výstupov N3, N4 sa konečne získava požadovaný amplitúdovo modulovaný signál s jedným potlačeným postranným pásmom a potlačenou nosnou

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (5.5)$$

Weaverova metóda je komplikovanejšia ako filtračná metóda resp. fázová metóda, má však v porovnaní s nimi niektoré závažné vlastnosti. Nevyžaduje totiž náročné kmitočtové filtre, ani presné širokopásmové posúvače, nie je tu ani nutná dokonalá symetria súčinových modulátorov, používaných ako násobiče. Bez problémov tu je možné dosiahnuť potlačenie nežiadúceho postranného pásma minimálne 30 až 40 dB, čo je znateľne viac ako jednoduchších metód.

Demodulácia signálu SSB sa uskutočňuje najčastejšie v synchrónnom detektore, realizovanom pomocou násobiča s dolnou priepustou. Na jeden vstup násobiča sa privádza vstupný modulovaný signál SSB určený vzťahom (5.1), na druhý potom referenčná nosná vlna. Ak je to referenčná vlna v dokonalej kmitočtovej a fázovej koherencii s potlačenou nosnou demodulovaného signálu, je výsledkom násobenie predovšetkým neskreslená demodulovaná zložka.

Ďalej tu vznikajú produkty na druhej harmonickej nosnej vlne, viazané na synfázu a kvadratúru zložku vstupného modulovaného signálu, ktoré však dolná priepusť môže jednoducho dokonale potlačiť. Presnú koherenciu nosnej vlny je možné zaistiť napr. prenosom pomocného referenčného pilotného signálu. Na rozdiel od synchrónnej detekcie signálov AM a DSB však referenčná nosná vlna nemusí byť v niektorých aplikáciách v dokonalej kmitočtovej a fázovej koherencii s potlačenou nosnou vlnou signálu SSB. Prípadná kmitočtová odchýlka Δf jej skutočného kmitočtu f_r od kmitočtu nosnej vlny f_c sa totiž prejaví len posunom modulačného kmitočtu práve o interval Δf , ktorý je možné v niektorých aplikáciách ešte tolerovať. Tak napríklad pri prenose hovorových signálov nie je zmena kmitočtu menšia než asi 3 až 5 Hz skoro vôbec postrehnuteľná. Takú stabilitu generátoru referenčnej nosnej však je možné pri použití oscilátorov stabilizovaných kryštálom, pri obvyklých medzifrekvenčných kmitočtoch prijímača SSB napr. v okolí 470 kHz, ľahko dosiahnuť a to aj bez použitia pilotného signálu. Preto je modulácia SSB v profesionálnych a amatérskych rádiatelefonných systémoch stále široko používaná.



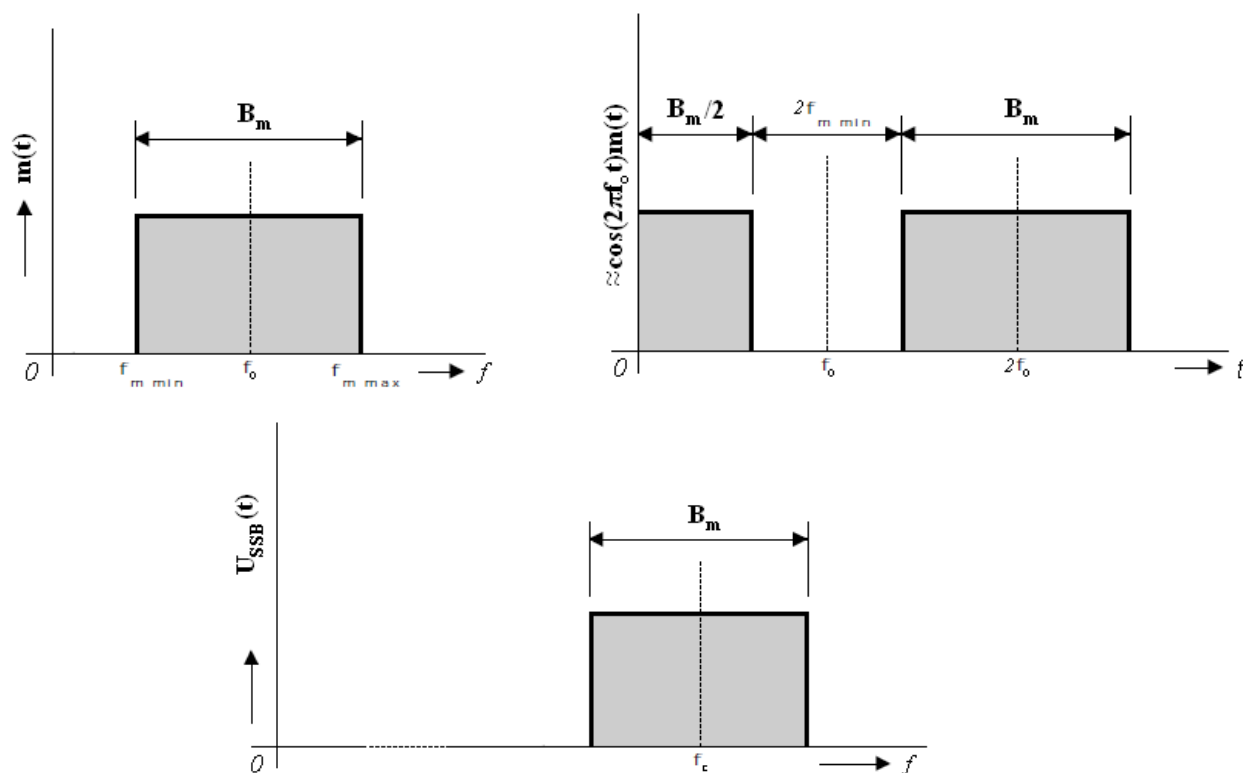
Obr. 5.5 Weaverov modulátor SSB

Pre akostný prenos napríklad rozhlasových alebo dokonca televízneho signálu sa však modulácia SSB nehodí. V tomto prípade by totiž boli požiadavky na kmitočtovú koherenciu regenerovanej nosnej vlny znateľne prísnejšie. Okrem toho by tu bolo nutné zaistiť aj jej fázovú

koherenciu. Prípadná fázová odchýlka $\Delta\varphi$ totiž spôsobuje určitý fázový posun, ktorý je konštantný u všetkých kmitočtových zložiek demodulovaného signálu. To je avšak nežiadúce, pretože pre neskreslený prenos musí fázový posun jednotlivých zložiek lineárne narastať s ich kmitočtami. Uvedené fázové skreslenie je možné tolerovať pri prenose hovorových signálov, avšak pri náročnejších aplikáciách už prijateľná nie je, hlavne ak fluktuuje uvažovaný fázový posun s časom. Na uvedených rušivých efektoch sa podieľa kvadrátúrna zložka obsiahnutá v signáli SSB. Tá je príčinou aj toho, že systém s touto moduláciou nieje teoreticky schopný preniesť pri konečnom výkone vysielача dokonalý obdĺžnikový priebeh.

Demodulácia signálu SSB je možné realizovať tiež v zapojení formálne zhodnom s modulátorom SSB podľa Obr. 5.5, s tým rozdielom, že na jeho vstup privádza vysokofrekvenčný modulovaný signál a z výstupu sa odoberá demodulovaný výstup. Pre najčastejšie rádiové aplikácie je však toto zapojenie zbytočne zložitá.

Okrem úspory šírky pásma a vysielačieho výkonu sú ďalšou výhodou modulácia SSB oproti modulácii AM, podobne ako u DSB, rovnako lepšie šumové vlastnosti. Za predpokladu, že sa oba signály demodulujú synchronne, je u SSB poddetekčný pomer signál/šum trikrát, tj. o 4,7 dB väčší ako u AM.



Obr. 5.6 Fázové diagramy a spektrálne diagramy signálu v dôležitých bodoch

5.1 Zlúčiteľná modulácia SSB (CSB)

Základnou výhodou modulácie SSB v porovnaní s moduláciou AM je úspora polovičky šírky vysokofrekvenčného pásma a pri celkom potlačenej nosnej vlne tiež podstatne vyššia energetická účinnosť, čo však na druhú stranu vedie ku komplikovanejším demodulačným obvodom. Uvedené výhody si zachováva a naopak nedostatky tejto koncepcie odstraňuje zlúčiteľná modulácia SSB, značená symbolom CSB (Compatible Side Band). U tejto modulácie je nosná vlna modulovaná fázovo modifikovaným Hilbertovým obrazom modulačného signálu $m(t)$ a takto upravená nosná je ešte ďalej modulovaná signálom $\sqrt{m(t)}$ systémom DSB. Spektrum signálu CSB sa tým síce mierne rozšíri v porovnaní s „čistou“ moduláciou SSB, avšak k demodulácii môžeme použiť napríklad kvadratický detektor obálky. [1], [2], [3], [4]

6 Realizácia zostavy SSB modulátor – demodulátor

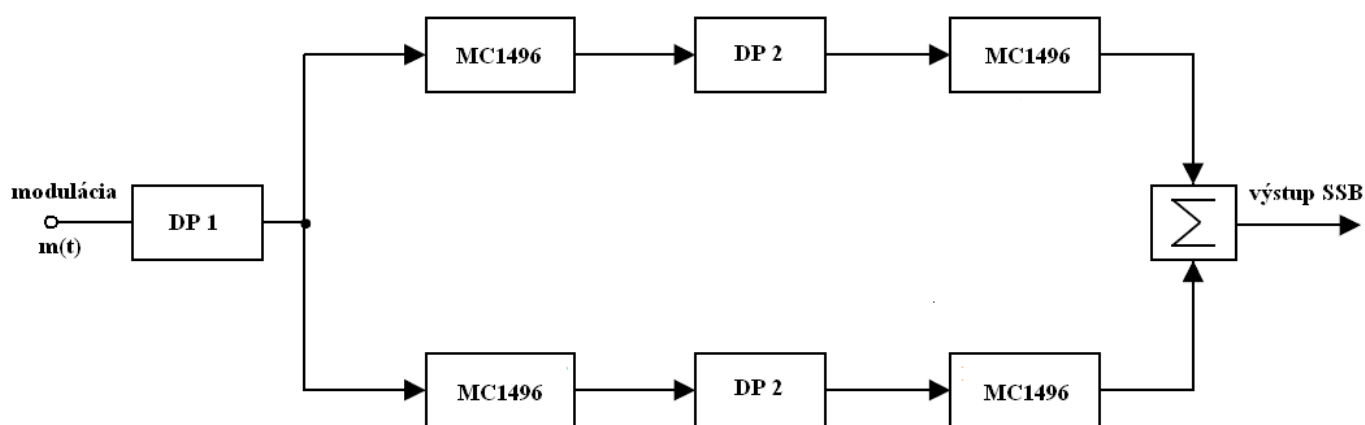
Zostava SSB modulátor – demodulátor je realizovaná pre využitie v laboratórnej výučbe. Jedná sa teda o vyrobenú a osadenú dosku plošných spojov (Príloha V.), ktorá realizuje SSB moduláciu a demoduláciu. Základná požiadavka bolo štandardizovať zostavu tak, aby ju bolo možné použiť v laboratórnej výučbe. Jedná sa o Weaverovu metódu SSB modulácie.

Na postupné oživovanie základných blokov SSB modulátora – demodulátora bolo použité kontaktné pole BB – 4T7 – 01 a prepojovacia sadou SJ – 140. Vyrobená doska plošných spojov slúži študentom v laboratóriu. Na tejto doske si študenti môžu ukázať základné princípy SSB modulácie a demodulácie.

Návrh schémy a osadenie dosky plošného spoja súčiastkami bolo realizované pomocou aplikácie Eagle. Doska plošného spoja bola osadená súčiastkami podľa schémy (Príloha I.) a podľa rozmiestnenia súčiastok (Príloha II.).

6.1 Blokové schéma

Zostava SSB modulátor – demodulátor je realizovaná tak, ako je bloková schéma na Obr. 6.1. Zostava sa skladá z piatich základných blokov – oscilátor, oddeľovací stupeň, fázový posuv, dolná priepusť a modulátor – demodulátor.



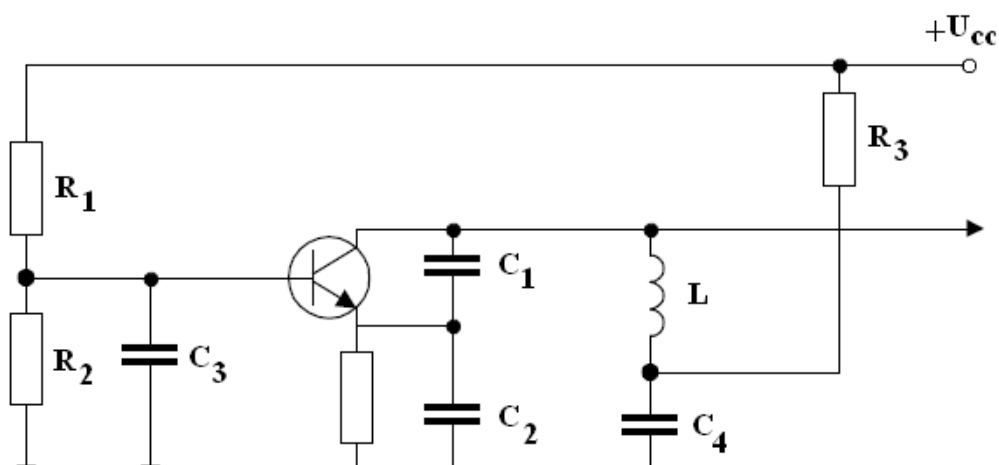
Obr. 6.1 Blokové schéma zostavy SSB modulátor - demodulátor

Medzi modulátorom MC1496 a DP₂ musí byť na oboch stranách oddeľovací zosilňovač = impedančné prispôsobenie filtrov.

6.2 Popis blokov

6.2.1 Oscilátor

Oscilátor je tu realizovaný ako Colpittsov oscilátor viz *Obr. 6.2* s oddeľovacím stupňom. Colpittsov oscilátor je zapojenie tranzistoru BC546B s kladnou spätnou väzbou a rezonančným obvodom, ktorý je v tomto prípade realizovaný indukčnosťou L a sériovým radením kondenzátorov C_1 a C_2 . V zapojení sa nachádzajú dva oscilátory 1,7 kHz a 34 kHz.

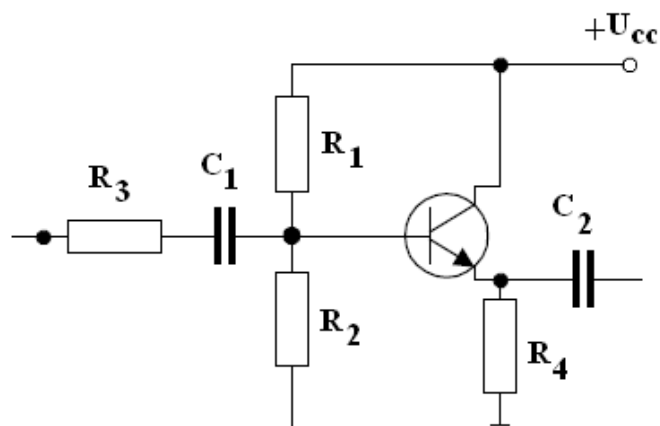


Obr. 6.2 Colpittsov oscilátor

Hodnoty jednotlivých súčiastok sú: $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 47\text{k}\Omega$, $R_3 = 100\Omega$, $C_1 = 10\text{nF}$, $C_2 = 100\text{nF}$, $C_3 = 100\mu\text{F}$, $L = 100\text{ mH}$, $U_{cc} = +12\text{ V}$

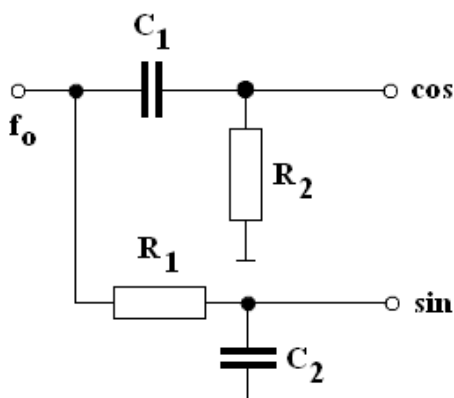
6.2.2 Oddeľovací stupeň

Jedná sa o oddeľovací stupeň triedy A viz *Obr. 6.3*.



Obr. 6.3 Oddeľovací stupeň triedy A

6.2.3 Fázový posuv 90°

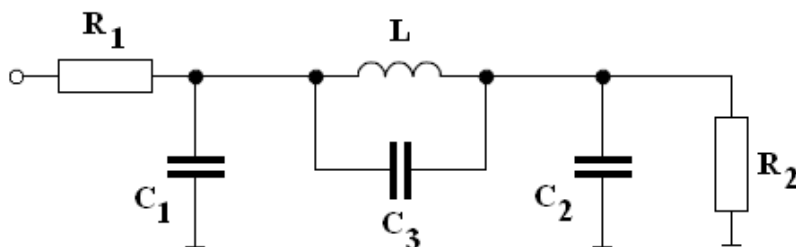


Obr. 6.4 Fázový posuv 90°

$$\tau = \frac{1}{CR} = \frac{1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = 2\pi f_0$$

6.2.4 Dolná priepusť DP₁, DP₂

Dolná priepusť je realizovaná zapojením CAUER 3. rádu viz Obr. 6.5.



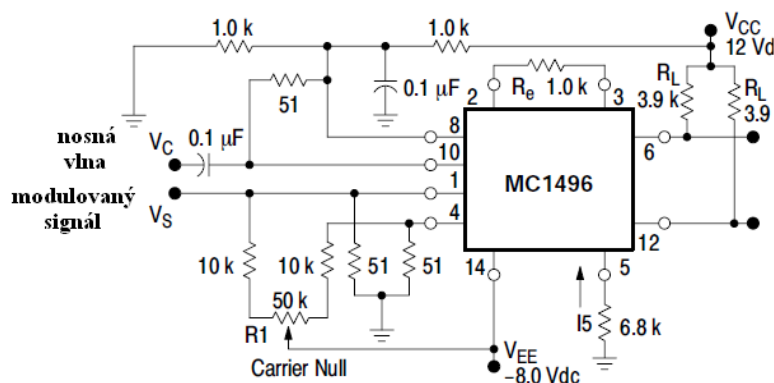
Obr. 6.5 Zapojenie CAUER 3. rádu

Hodnoty pre DP₁: $R_1 = R_2 = 3300\Omega$, $L = 100\text{mH}$, $C_1 = C_2 = 33\text{nF}$, $C_3 = 8,2\text{ nF}$

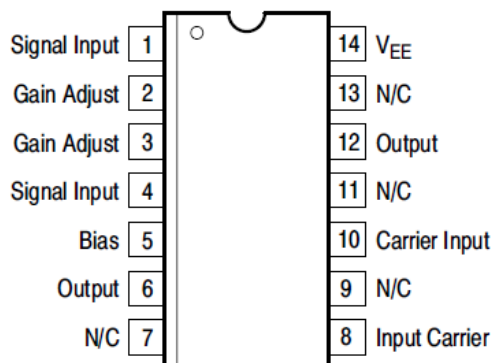
pre DP₂: $R_1 = R_2 = 1680\Omega$, $L = 100\text{mH}$, $C_1 = C_2 = 133\text{nF}$, $C_3 = 33\text{nF}$

6.2.5 Modulátor – demodulátor

Blok modulátor – demodulátor je v schéme riešený pomocou integrálneho obvodu MC1496N od spoločnosti ON Semiconductor, ktorý predstavuje vlastne balančný modulátor/demodulátor viz *Obr.6.6*. Na *Obr.6.7* je tiež znázornené pripojenie pinov tohto integrálneho obvodu. Tento obvod bol do schémy vybraný pre jeho závažné vlastnosti. Dokáže dostatočne potláčať nosnú vlnu, je tu možné zosilnenie a spracovanie signálu a má vyvážené vstupy a výstupy.



Obr 6.5 Zapojenie IO MC1496 ako balančný modulátor/demodulátor



Obr 6.6 Pripojenie pinov IO MC1496

6.3 Priebehy namerané osciloskopom

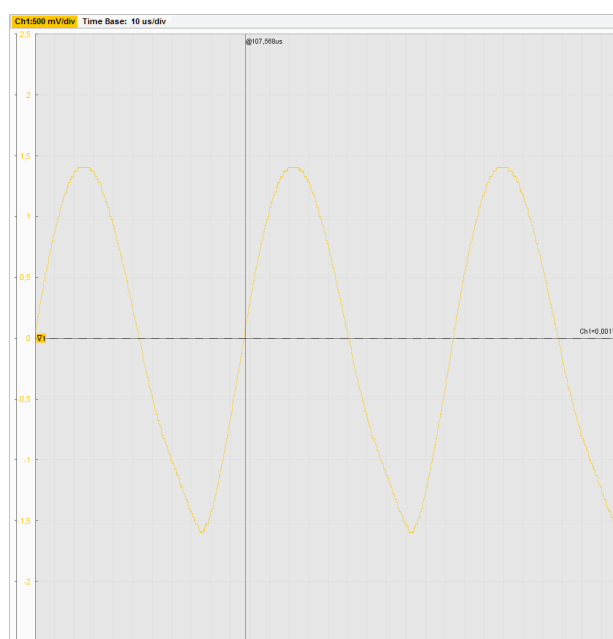


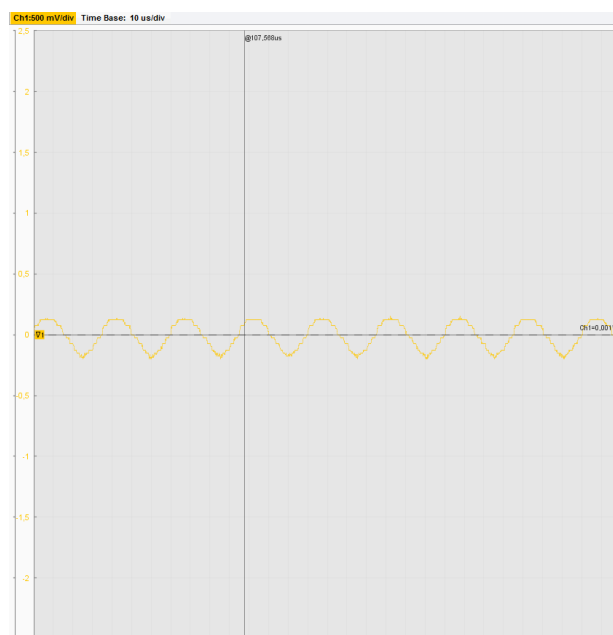
Obr. 6.7 Vstup modulačného signálu $m(t)$

- bola zvolená frekvencia 1 kHz



Obr. 6.8 Modulačný signál $m(t)$ za oddeľovacím členom

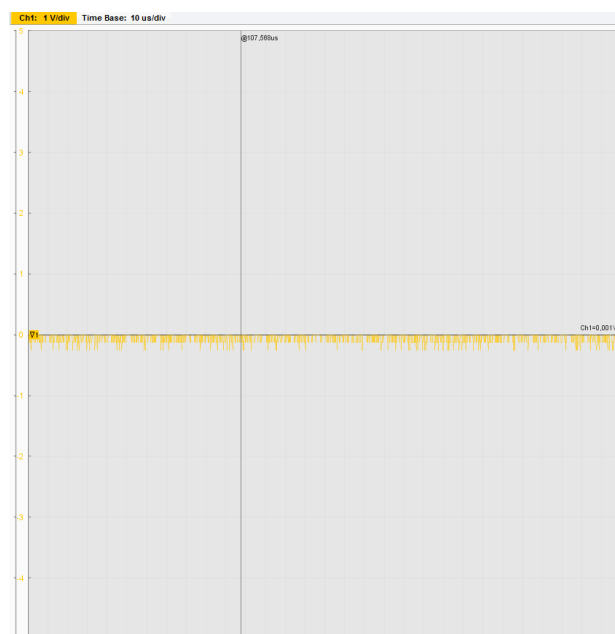
*Obr. 6.9* Výstup frekv. filtra DP1*Obr. 6.10* Výstup oscilátora (1.7 kHz)



Obr. 6.11 Výstup oscilátora (34 kHz)



Obr. 6.12 Výstup frekv. filtra DP2



Obr. 6.13 Výstup SSB

Zoznam použitých súčiastok:

| | <u>Názov</u> | <u>Označenie (hodnota)</u> |
|---------------------------------|---------------------------------|----------------------------|
| <u>Modulátor</u> | | |
| IO x 4 | BMD | |
| IO | IO | MC1496N |
| P 1,2,3,4 | odpor | 47 kΩ |
| C 1,2 | kondenzátor keram. radiálny | 0.1 μF |
| R 1,2,3 | odpor | 51 Ω |
| R 4,5,6 | odpor | 1 kΩ |
| R 7,8 | odpor | 3k9 |
| R 9 | odpor | 6k8 |
| R 10,11 | odpor | 10 kΩ |
| <u>Oscilátor</u> | | |
| | f ₀ , f _c | |
| T 1,2 | tranzistor | BC546B |
| L 1,2 | induktor | 33 mH |
| C 1,2 | kondenzátor radiálny, nízkoim. | 100 μF, 16V |
| Cx | kondenzátor fóliový | 1 nF |
| C3 | kondenzátor fóliový | 10 nF |
| C4 | kondenzátor fóliový | 0.1 μF |
| R1 | odpor | 120 Ω |
| R2 | odpor | 22 kΩ |
| R3 | odpor | 47 kΩ |
| R4 | odpor | 120 kΩ |
| <u>Oddeľovací stupeň</u> | | |
| T 1 | tranzistor | BC546B |
| C 1,2 | kondenzátor keram. radiálny | 0.1 μF |
| R1 | odpor | 3k9 |
| R2 | odpor | 10 kΩ |
| R 3,4 | odpor | 22 kΩ |
| <u>Cauer 3. rádu</u> | | |
| | DP1 | |
| L1 | induktor | 100 mH |
| C3 | kondenzátor fóliový | 8.2 nF |
| C 1,2 | kondenzátor fóliový | 33 nF |
| R 1,2 | odpor | 3k3 |

Cauer 3. rádu

| | | |
|-------|---------------------|---------------|
| | DP2 | |
| L1 | induktor | 100 mH |
| C3 | kondenzátor fóliový | 33 nF |
| C 1,2 | kondenzátor fóliový | 133 nF |
| R 1,2 | odpor | 1680 Ω |

Blokovanie napájania

| | | |
|-------|--------------------------------|------------------|
| C 1,2 | kondenzátor radiálny, nízkoim. | 100 μ F, 16V |
| C 3,4 | kondenzátor keram. radiálny | 10 nF |

Pomocný oscilátor pre moduláciu

| | | |
|-------|--------------------------------|------------------|
| T1 | tranzistor | BC546B |
| L1 | induktor | 33 mH |
| C 1,2 | kondenzátor radiálny, nízkoim. | 100 μ F, 16V |
| C3 | kondenzátor fóliový | 10 nF |
| C4 | kondenzátor fóliový | 0.1 μ F |
| R1 | odpor | 120 Ω |
| R2 | odpor | 22 k Ω |
| R3 | odpor | 47 k Ω |
| R4 | odpor | 120 k Ω |

Fázový posuv 90°

| | | |
|-------|---------------------|----------------|
| | 1,7 kHz | |
| C 1,2 | kondenzátor fóliový | 15 nF |
| R 1,2 | odpor | 3.3 k Ω |

Fázový posuv 90°

| | | |
|-------|---------------------|----------------|
| | 34 kHz | |
| C 1,2 | kondenzátor fóliový | 3,3 nF |
| R 1,2 | odpor | 3.3 k Ω |

7 Záver

V tejto diplomovej práci som sa zamerlal na amplitúdová modulácia s potlačenou nosnou frekvenciou a s potlačeným jedným postranným pásmom a to SSB moduláciu. V práci sú popísané a ukázané všetky metódy a obvodové riešenia SSB modulácie signálu, vďaka ktorým je možné realizovať dané metódy.

Praktická časť diplomovej práce spočívala v návrhu a realizácii zostavy SSB modulátor – demodulátor. Bolo navrhnuté schéma so zabudovaným vnútorným oscilátorom, následne bola vyrobená doska DPS a osadená súčiastkami. Na tejto doske sa previedlo meranie a jednotlivé priebehy získané pomocou osciloskopu boli zaznamenané a spracované. Zostava je funkčná a bude používaná v laboratórnej výučbe ako vzorka pre študentov.

Literatúra

- [1] DOBEŠ, Josef; ŽALUD, Václav. *Moderní radiotechnika*. 1. vydání. Praha : BEN - technická literatura, 2006. 768 s. ISBN 80-7300-132-2.
- [2] PRCHAL, Josef. *Signály a soustavy*. Praha : SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1987. 324 s.
- [3] <http://www.wikipedia.org/>
- [4] ŽALUD, Václav. *Radioelektronika*. Praha : Vydavatelství ČVUT, 1993. 433 s. ISBN 80-01-01042-2.

Zoznam príloh

Príloha I. – Schéma zapojenia SSB modulátor – demodulátor

Príloha II. – DPS – rozmiestnenie súčiastok

Príloha III. – DPS – zo strany plošných spojov

Príloha IV. – DPS – zo spodnej strany

Príloha V. – Fotografia DPS

Príloha VI. – Zoznam príloh na CD